



⑫ A **Terinzagelegging** ⑪ **8400677**

Nederland

⑲ NL

⑤4 **Transmissiesysteem voor de overdracht van data signalen in een modulaatband.**

⑤1 Int.Cl⁴: H04L 25/49, H03H 15/00.

⑦1 Aanvrager: N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven.

⑦4 Gem.: Ir. P.J.P.G. Simons c.s.
Internationaal Octrooibureau B.V.
Prof. Holstlaan 6
5656 AA Eindhoven.

②1 Aanvraag Nr. 8400677.

②2 Ingediend 2 maart 1984.

③2 --

③3 --

③1 --

⑥2 --

④3 Ter inzage gelegd 1 oktober 1985.

De aan dit blad gehechte stukken zijn een afdruk van de oorspronkelijk ingediende beschrijving met conclusie(s) en eventuele tekening(en).

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven

"Transmissie systeem voor de overdracht van data signalen in een modulaatband"

De uitvinding heeft betrekking op een transmissie-
systeem voor de overdracht van datasignalen in een modulaatband,
bevattende een zender en een via een transmissieweg ermee gekoppeld
ontvanger waarbij de zender een modulator en een ermee gekoppelde
5 transversaal versmeringsfilter bevat en de ontvanger een complementair
transversaal versmeringsfilter en een ermee gekoppelde demodulator,
de transversale filters bevatten elk een aantal in serie geschakelde
vertragingselementen, waarbij de vertragingstijd τ van elk element
het zelfde is als de aftasttijd van een ingangssignaal, en een signaal-
10 verwerkingsinrichting gekoppeld met tussen elke twee opeenvolgende
elementen, alsmede met een ingang van het eerste element en een uit-
gang van het laatste element, aangebrachte aftakkingen voor het tenminste
elk symboolinterval T met een voor elke aftakking bepaalde reële
individuele coefficient vermenigvuldigen van de op de aftakkingen aan-
15 wezige signalen en het sommeren van de aldus verkregen productsignalen.

Een dergelijk transmissiesysteem is onder andere
bekend uit het amerikaanse octrooischrift 3.032.725.

Voor datatransmissie wordt diswijs gebruik gemaakt
van het openbare telefoonnet. Een dergelijk net introduceert
20 een aantal onvolkomenheden zoals: amplitude- en fasevervorming,
frequentie offset, fase jitter en Gausische zowel als impulsruis.

De gevolgen van de meeste van deze onvolkomenheden
worden gereduceerd of geëlimineerd met behulp van vrij geavanceerde
digitale modems. Tot op heden is er echter bij het ontwerpen van
25 modems weinig aandacht besteed aan het reduceren van fouten door
impulsruis. De invloed van impulsruis op de transmissie doet zich
vooral gelden op geschakelde verbindingen en wordt meer merkbaar
naar mate de transmissiesnelheden hoger worden.

Een oplossing voor het bestrijden van de invloed
30 van impulsruis wordt verkregen door het toepassen van een ver-
smeringsfilter aan de bronzijde en een complementair versmeringsfilter
aan de ontvangzijde van het transmissiesysteem. Deze filters hebben
in het algemeen een vlakke amplitude karakteristiek met een als functie

8400677

van de frequentie lineair toe- respectievelijk afnemende groepslooptijd, waarbij de som van de groepslooptijden van beide filters zo goed mogelijk constant is. Dat wil zeggen dat de groepslooptijd van het ene filter complementair is aan de groepslooptijd van het andere.

5 Een datasignaal dat beide filters passeert wordt bij ideale filters slechts vertraagd. Een stoorimpuls passeert echter alleen het complementaire versmeringsfilter zodat de energie van een dergelijke stoorimpuls in de tijd wordt uitgesmeerd, waardoor zijn invloed op het data signaal op ieder moment aanzienlijk verminderd is.

10 Een analoge implementatie van dergelijke filters is onder andere bekend uit het artikel "On the potential advantage of a smearing-desmearing filter technique in overcoming impulse-noise problems in data systems", van R.A. Wainright, gepubliceerd in IRE Transaction on Communication Systems, December 1961.

15 Een dergelijke implementatie is in verband met de strenge eis van het complementair zijn van beide filters, in het bijzonder door het verlopen van de filter karakteristieken minder geschikt. Daarom is het onder andere voor basisband signalen reeds uit het Amerikaanse octrooi-schrift 4.285.045 bekend ook digitale implementaties van deze filters
20 toe te passen en wel in transversale vorm.

De uitsmeringsefficiëntie van de bekende filters is echter niet optimaal.

Het is het doel van de uitvinding een transmissiesysteem voor data signalen in een modulaat band te realiseren met
25 een nagenoeg optimale uitsmering van de stoorimpulsen geïntroduceerd op de transmissieweg van het transmissiesysteem.

Het transmissiesysteem van de in de aanhef vermelde soort is overeenkomstig de uitvinding daardoor gekenmerkt dat voor een gegeven bovengrens voor de intersymboolinterferentie veroorzaakt
30 door de cascadeschakeling van het versmeringsfilter en het complementaire versmeringsfilter de reeks van reële coëfficiënten $c_d(n)$ $n = 0, 1, \dots, N-1$ van een complementaire versmeringsfilter met $N-1$ vertragingselementen zodanig is gekozen dat deze niet uitsluitend uit getallen van de verzameling $\{+1, 0, -1\}$ bestaat en voor een gegeven uitgangsvermogen
35 en een gegeven totale versterking van het transmissiesysteem een nagenoeg maximale waarde van een eerste kwaliteitsfactor F_1 wordt verkregen, gegeven door

8400677

$$F_1 = \frac{\max_n |(\tilde{p} * g)(n)|}{\max_n |(\tilde{p} * \tilde{c}_d * g)(n)|} \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

5 waarin $\tilde{p}(n) = p(n) e^{-jn\theta_c}$, $\tilde{c}_d(n) = c_d(n) e^{-jn\theta_c}$, met θ_c een gegeven
 modulatie hoekfrequentie, $p(n)$ de aftastwaarden van een gegeven wille-
 keurige stoorimpuls is, geïntroduceerd in de transmissieweg, en
 $g(n)$ de impulsresponsie van de naar de frequentie nul teruggetrans-
 10 formeerde filterwerking van de ontvanger zonder complementaire ver-
 smeringsfilter is.

Dit heeft onder andere het voordeel dat voor een zelfde
 uitsmeer efficiëntie en een gegeven bovengrens van de intersymbool-
 interferentie met een korter filter volstaan kan worden.

Een verder uitvoeringsvoorbeeld overeenkomstig de
 15 uitvinding is daardoor gekenmerkt, dat voor de reeks reële coeffi-
 cienten $c_s(n)$ $n = 0, 1, \dots, N-1$ van het versmeringsfilter met $N-1$ vertra-
 gingselementen geldt dat $c_s(n) = c_d(N_0 - n)$ waarbij N_0 willekeurig ge-
 kozen is en voor alle waarden van n .

Dit heeft het voordeel dat voor een gegeven vorm van
 20 het complementaire versmeringsfilter bij deze keuze van de coëfficiënten
 van het versmeringsfilter de versmeringsefficiëntie maximaal is.

De uitvinding en hare voordelen zullen aan de hand
 van de in de figuren weergegeven uitvoeringsvoorbeelden nader worden
 toegelicht, daarbij toont:

25 Figuur 1, een blokschema van een transmissiesysteem
 voor de overdracht van datasignalen in een modulaatband,

Figuur 2, een blokschema van een transversaal filter
 voor toepassing in het systeem volgens figuur 1,

30 Figuur 3a en 3b een blokschema van een modulator met
 reële respectievelijk complexe signaal representatie voor toepassing
 in het systeem volgens figuur 1,

Figuur 4a t/m d amplitudespectra van signalen
 optredende in de modulator volgens figuur 3,

35 Figuur 5. De absolute waarde van transmissiefunctie van
 een zendfilter voor toepassing in het systeem volgens figuur 1,

Figuur 6a en 6b een blokschema van een demodulator
 met reële respectievelijk complexe signaalrepresentatie voor toe-
 passing in het systeem volgens figuur 1,

8400677

Figuur 7a t/m d amplitude spectra van in de demodulator volgens figuur 6 optredende signalen,

Figuur 8a en b, een vervangingsschema van het in figuur 1 weergegeven systeem zonder respectievelijk met versmerings-
5 filter en complementaire versmeringsfilter,

Figuur 9a en 10a amplitude spectra van uitvoerings-voorbeelden van het versmerings of complementaire versmeringsfilter van het in figuur 1 weergegeven systeem,

Figuur 9b en 10b amplitude spectra van de totale impuls-
10 responsies van het in figuur 8b weergegeven systeem zonder interpolatie en decimatie voorzien van filters met amplitude spectra volgens de figuren 9a resp. 10a,

Figuur 9c en 10c, amplitudespectra van de equivalente totale impulsresponsies voor het in figuur 8b weergegeven systeem
15 bevattende filter met de in de figuren 9a en 10a weergegeven amplitude spectra,

Figuur 9d en 10d, de amplitude van de totale impuls-
responsies behorende bij de filters met in de figuren 9b en 10b weer-
gegeven spectra,

20 Figuur 9e en 10e de amplitude van de equivalente totale impulsresponsies van het systeem bevattende filters met in de figuren 9c en 10c gegeven spectra,

Figuur 9f en 10f de amplitude van de uitgesmeerde impulsresponsie van door de ontvanger, weergegeven in figuur 1 voorzien
25 van filters met amplitudespectra volgens figuur 9a respectievelijk 10a, ontvangen stoorimpulsen en

Figuur 9g en 10g de groepslooptijd van het versmerings- of complementaire versmeringsfilter met amplitude spectra volgens figuur 9a respectievelijk 10a.

30 Het in figuur 1 weergegeven transmissiesysteem voor de overdracht van data signalen in een modulaatband bevat een zender 1 en een via een transmissieweg 2 ermee gekoppelde ontvanger 3. De zender 1 bevat een databron 4, waarop een modulator 5 is aangesloten voor het op een draaggolf moduleren van een door de databron afgegeven
35 signaal $x(n)$. Het aldus verkregen modulaat signaal $u(n)$ wordt via een transversaal versmeringsfilter 6 uitgesmeerd en als signaal $u'(n)$ aan het transmissiekanaal 2 toegevoerd. In het kanaal wordt o.a. impulsruis $p(n)$ aan het signaal toegevoegd. Een door het transmissie-

8400677

kanaal 2 aan de ontvanger 3 toegevoerd signaal $v'(n)$ wordt door een transversaal complementair versmeringsfilter 7 uitgesmeerd en als signaal $v(n)$ aan een demodulator 8 toegevoerd. Het gedemoduleerde signaal $t'(n)$ wordt in een data verwerkingsinrichting 9 verder ver-
5 werkt.

In figuur 2 is een uitvoeringsvorm van een transversaal filter 10 weergegeven. Een dergelijk filter bevat een cascadeschakeling van $N-1$ vertragingselementen 11(0) t/m 11(N-2) elk met een vertragingstijd τ gelijk aan de aftastfrequentie van de aan ingangsklem 17 toe-
10 gevoerde signalen $x(n\tau)$. Deze aftasttijd τ is in dit geval kleiner dan de symbooltijd T zoals in een uitvoeringsvoorbeeld voor een spraakbandsignaal nog nader zal worden toegelicht. De cascadeschakeling 11(0) t/m 11(N-2) kan op eenvoudige wijze met behulp van een schuifregister worden gerealiseerd in een digitale uitvoeringsvorm of met behulp
15 van een zogeheten emmertjes geheugen in een analoge uitvoeringsvorm. Op de ingang van het eerste vertragingselement 11(0) is een aftakking 12(0) aangesloten, op de verbinding tussen elke twee opeenvolgende elementen 11(0) - 11(1); 11(1)-11(2); ; 11(N-3)-11(N-2) zijn respectievelijk de aftakkingen 12(1); 12(2); 12(N-3); 12(N-2),
20 aangesloten en op de uitgang van het laatste element 11(N-2) is de aftakking 12(N-1) aangesloten. De aftakkingen zijn verbonden met een signaal verwerkingsinrichting 13 voor het met behulp van vermenigvuldiginrichtingen 14(0) t/m 14(N-1) vermenigvuldigen van de op de aftakkingen 12(0) t/m 12(N-1) aanwezige signalen $x(n\tau)$ met
25 individueel eraan toegevoegde coëfficiënten $c(0)$ t/m $c(N-1)$. Deze vermenigvuldigers zijn in analoge uitvoeringen bijvoorbeeld potentiometers waarvan de aftakkingen de waarde van de coëfficiënten $c(n)$ representeren. In digitale uitvoeringsvormen zijn de waarden $c(n)$ $n = 0, 1, \dots, N-1$ in een niet weergegeven geheugen opgeslagen. De aldus verkregen
30 productsignalen worden tenminste ieder symboolinterval gesommeerd in een sommeerinrichting 15 en als uitgangssignaal $\sum_n c(n) x(n\tau)$ aan uitgang 16 toegevoerd.

Het overeenkomstig de uitvinding realiseren van een transmissiesysteem voor de overdracht van datasignalen in een
35 modulaatband met nagenoeg optimale uitsmeerefficientie van storingimpulsen zal aan de hand van een in de spraakband van 600 tot 3000 Hz werkend transmissiesysteem nader worden toegelicht. Daarbij wordt uitgegaan van een door de databron 4 afgegeven datasignaal van 4800 bit/sec

8400677

en een door de modulator 5 in 8-fasen gemoduleerd draaggolfsignaal met een frequentie f_c van 1800 Hz.

In figuur 3a is een blokdiagram van een uitvoering 5' van de modulator 5, gebaseerd op signalen met reële waarden weergegeven en in figuur 3b een blokdiagram van een equivalente representatie van deze uitvoering 5'' voor signalen met complexe waarden weergegeven.

Een aan de modulator 5' van figuur 3a respectievelijk 5'' van figuur 3b toegevoerd datasignaal met een bitfrequentie van 4800 bit/sec wordt in een eerste codeerinrichting 22 respectievelijk een identieke codeerinrichting 42 op bekende wijze in blokken van drie opeenvolgende bits omgezet in een complex getal $x(n)$ dat op elk moment één uit acht mogelijke waarden uit de hieronder gedefinieerde verzameling

$$x(n) \in \left\{ e^{jK\pi/4} \mid K = 0, 1, \dots, 7 \right\} \quad (1)$$

met $n = 0, \pm 1, \dots$ aanneemt.

De symbool snelheid voor $x(n)$ is daarmee gelijk aan $4800/3 = 1600$ symbolen/sec geworden.

Het frequentie spectrum $|X(\theta)|$ van de door de codeerinrichting 42 afgegeven reeks $x(n)$ is in figuur 4a als functie van de frequentie θ weergegeven, waarbij θ de op de symboolfrequentie f_b genormeerde hoekfrequentie ω representeert; $\theta = \omega/f_b$.

De in figuur 3a weergegeven codeerinrichting 22 voert het reële deel $\text{Re}(x)$ van de complexe getallen $x(n)$ aan een eerste interpolerend filter 23 en het imaginaire deel $\text{Im}(x)$ van $x(n)$ aan een tweede interpolerend filter 24 toe, welk filter 24 identiek is aan het eerste filter 23.

Deze interpolerende filters bevatten elk een interpolator 25, 27 en daarop aangesloten zendfilters 26 en 28 beide met een impulsresponsie $g(n)$. In de interpolatoren 25, 27 wordt tussen elke twee opeenvolgende er aan toegevoerde signaalconsters vijf monsters met waarde nul op bekende wijze toegevoegd, waardoor de afdastingsnelheid met een factor gelijk aan 6 is verhoogd tot 9600 Hz.

Door middel van de zendfilters 26 en 28 wordt het basisband signaal uit de door de interpolatoren 25 en 27 afgegeven reeksen gefilterd.

In een equivalente beschrijvingswijze met complexe signalen wordt de door de codeerinrichting 42 afgegeven reeks $x(n)$

8400677

aan een complex interpolerend filter 43 toegevoerd, waarin op overeenkomstige wijze in een interpolator 44 de aftastfrequentie met een factor 6 tot 9600 Hz wordt verhoogd en vervolgens in het zendfilter 45 met impulsresponsie $g(n)$ gefilterd. De waarden van de impulsresponsie $g(n)$ worden verkregen door het afkappen van de reeksen verkregen door een inverse Fourier transformatie van een ideale transmissiefunctie $G(\theta)$ gegeven door

$$G(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{voor } |\theta| < \frac{\pi}{12} \\ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right) & \text{voor } \frac{\pi}{12} \leq \theta \leq \frac{\pi}{4} \\ 0 & \text{voor } |\theta| > \frac{\pi}{4} \end{cases} \quad (2)$$

Deze transmissiefunctie wordt ook toegepast in een overeenkomstig filter in de ontvanger, maar dan als banddoorlaatfilter, gecentreerd om de draaggolffrequentie van 1800 Hz. De transmissiefunctie is zodanig dat de cascade van het zendfilter en het ontvangfilter aan het eerste Nyquist criterium voldoet, hetgeen vereist dat

$$\sum_{k=0}^5 G^2\left(\frac{\theta - 2k\pi}{6}\right) = 1 \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (3)$$

De amplitude van de transmissiefunctie G overeenkomstig een realisatie met een van 29 aftakkingen voorzien FIR filter is in figuur 5 weergegeven. In het vervolg wordt aangenomen dat deze filters nul-fase filters zijn, waarbij de lineaire fase component nodig om deze filters causaal te maken wordt verwaarloosd.

Dit betekent dat $g(n)$ een maximum heeft bij $n = 0$ en symmetrisch is naar beide zijden, zodat

$$g(n) = g(-n) \quad (4)$$

Het amplitudespectrum $|A(\theta)|$ van het door het interpolatie filter 43 afgegeven signaal $a(n)$ is in figuur 4b weergegeven.

De door de eerste en tweede interpolatiefilters 23 en 24 afgegevensignalen worden vervolgens op zichzelf bekende wijze op een draaggolf met een frequentie f_c van 1800 Hz gemoduleerd met behulp van een eerste en een tweede vermenigvuldiginrichting 29 en 30 waaraan tevens de signalen $\cos\left(\frac{3\pi}{8}n\right)$ en $\sin\left(\frac{3\pi}{8}n\right)$ worden

8400677

toegevoerd, waarbij $2\pi f_c/f_s = 2\pi 1800/9600 = \frac{3\pi}{8}$ is. De aldus verkregen signalen worden in een optelinrichting 31 opgeteld en aan het in figuur 1 weergegeven versmeringsfilter 6 toegevoerd. In een equivalente beschrijving met complexe signalen wordt het in figuur 3b weergegeven signaal $a(n)$ in een vermenigvuldiginrichting 46 met het genormeerde draaggolfsignaal $e^{j\frac{3\pi}{8}n}$ vermenigvuldigd. Het amplitudespectrum $|B(\theta)|$ van het door de vermenigvuldiginrichting 46 afgegeven signaal $b(n)$ is in figuur 4c weergegeven. Vervolgens wordt met behulp van inrichting 47 uit het complexe signaal $b(n)$ een reëel signaal $u(n)$ afgeleid, waarvan het amplitudespectrum $|U(\theta)|$ in figuur 4d is weergegeven.

Uit deze figuur volgt dat het aldus verkregen spraakband signaal slechts een bijdrage heeft in het interval

$$\frac{\pi}{8} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{8}$$

overeenkomend met een frequentieband van 600 Hz tot 3000 Hz, welke verder spraakband wordt genoemd. Onder gebruikmaking van het feit dat het spectrum $X(\theta)$ van hetingangssignaal periodiek is met een periode van 2π kan het spectrum van het uitgangssignaal $u(n)$ als volgt worden weergegeven.

$$U(\theta) = 1/2 G(\theta - \theta_c) X\{6(\theta - \theta_c)\} + 1/2 G^* \{-\theta + \theta_c\} X^*\{-6(\theta + \theta_c)\} \quad (5)$$

waarbij $\theta_c = 2\pi f_c/f_s$ en $*$ de complex toegevoegde waarde aanduidt.

Na het passeren van het versmeringsfilter 6 is het spectrum van het uitgangssignaal $u'(n)$ van de zender 1 te schrijven als

$$U'(\theta) = U(\theta) C_s(\theta) \quad (6)$$

waarbij $C_s(\theta)$ de transmissiefunctie van het versmeringsfilter 6 representeert. Dit uitgangssignaal $u'(n)$ wordt in een niet nader weergegeven D/A convertor en een daarop aangesloten filter voor het onderdrukken van hoog frequente bijdragen omgezet in een analoog signaal en via het transmissie kanaal 2 naar de ontvanger 3 overgedragen.

In de ontvanger wordt het ontvangen signaal via een

8400677

niet weergegeven anti-aliasing filter en A/D omzetter aan het complementair versmeringsfilter 7 toegevoerd. De invloed van de niet weergegeven elementen kan vanwege het feit dat deze in het genoemde frequentiegebied een vlakke transmissie functie hebben buiten beschouwing gelaten worden.

In figuur 6a is een uitvoeringsvoorbeeld 8', met digitale reële signaalwaarden voor de demodulator 8 van figuur 2 weergegeven en in figuur 6b een equivalente representatie van het uitvoeringsvoorbeeld 8'' met complexe signaalwaarden. Deze demodulatoren werken met een aftastfrequentie f_s van 9600 Hz.

De demodulator 8' bevat een quadratuur ontvanger gevolgd door een decodeerinrichting 51.

Aan ingangsklem 32 wordt een door de niet weergegeven A/D omzetter verkregen digitaal signaal $v(n)$ toegevoerd, waarvan het amplitudespectrum $|V(\theta)|$ in figuur 7a is weergegeven als functie van θ , waarbij θ gelijk is aan ω / f_s . Er is uitgegaan van een vlak ingangsspectrum.

Het digitale signaal $v(n)$ wordt in figuur 6a enerzijds aan een eerste ontvangfilter 33 met een impulsresponsie $g(n) \cos(\theta_c n)$ toegevoerd en anderzijds aan een tweede ontvangfilter 34 met een impulsresponsie $g(n) \sin(\theta_c n)$ met $\theta_c = 2\pi f_c / f_s = 3\pi / 8$, welke de bandbegrensde onderling orthogonale signalen $\text{Re } r(n)$ en $\text{Im } r(n)$ afgeven. In een equivalente beschrijving met complexe signalen wordt in figuur 6b het aan ingangsklem 52 toegevoerd signaal $v(n)$ in het als ontvangfilter gebruikte complexe digitale filter 53 met een impulsresponsie $g(n) e^{j\theta_c n}$ in het complexe digitale signaal $r(n)$ omgezet, waarvan het amplitude spectrum $|R(\theta)|$ in figuur 7b is weergegeven.

De impulsresponsie van het ontvangfilter 53 is zodanig gekozen dat de transmissiefunctie van dit filter een in frequentie verschoven versie is van het in figuur 3b gekozen zendfilter zodat aan voorwaarde (3) is voldaan. Hetzelfde geldt voor de ontvangfilters 33 en 34 van figuur 6a en de in figuur 3a weergegeven zendfilters 26 en 28.

De digitale signalen $\text{Re } r(n)$ en $\text{Im } r(n)$ (fig. 6a) worden als volgt gedemoduleerd. Enerzijds worden met behulp van de vermenigvuldigers 36 en 39 de signalen $\text{Re } r(n) \cos(\theta_c n)$ en $\text{Im } r(n) \sin(\theta_c n)$ gevormd welke in een sommeerinrichting 40 worden opgeteld tot het digitale signaal $\text{Re } s(n) = \text{Re } r(n) \cos(\theta_c n) + \text{Im } r(n) \sin(\theta_c n)$ en ander-

zijds met behulp van de vermenigvuldiginrichting 37 en 38 de signalen $-\text{Re } r(n) \sin(\theta_c n)$ en $\text{Im } r(n) \cos(\theta_c n)$ welke in een sommeerinrichting 48 worden opgeteld tot het digitale signaal $\text{Im } s(n) = \text{Im } r(n) \cos(\theta_c n) - \text{Re } r(n) \sin(\theta_c n)$

5 Op equivalente wijze wordt in figuur 6b het complexe digitale signaal $r(n)$ met behulp van de vermenigvuldiger 54 gedemoduleerd door het te vermenigvuldigen met het complexe digitale signaal $e^{-j\theta_c n}$. Van het aldus verkregen complexe digitale signaal $s(n)$ is in figuur 7c het amplitude spectrum weergegeven.

10 De aftastfrequentie f_s van de digitale signalen $\text{Re } s(n)$ en $\text{Im } s(n)$ worden met behulp van de in figuur 6a weergegeven inrichtingen 49 en 50 op op zich bekende wijze met een factor zes verlaagd tot 1600 Hz waardoor de digitale signalen $\text{Re } t(n)$ en $\text{Im } t(n)$ worden ver-
 15 kregen. Op equivalente wijze wordt van het digitale complexe signaal $s(n)$ in figuur 6b de aftastfrequentie door de inrichting 55 tot 1600 Hz verlaagd. Het amplitudespectrum $|T(\theta)|$ van het aldus verkregen signaal $t(n)$ is in figuur 7d weergegeven. Deze figuur toont duidelijk het vouwen van het amplitudespectrum $|T(\theta)|$ als gevolg van het met een te lage frequentie aftasten ten opzichte van de bandbreedte
 20 van het signaal.

Omdat evenwel het spectrum $V(\theta)$ van het aan de demodulator 8" toegevoerde signaal gelijk is aan het spectrum $U(\theta)$ van het uitgangssignaal van modulator 5" en omdat het product van het zendfilter (26, 28; 45) en het ontvangfilter (33, 34; 53) aan het eerste Nyquist
 25 criterium voldoet telt de bijdrage in $T(\theta)$ van de gebouwen gedeelten coherent op bij die van het overige gedeelte en wordt voor $T(\theta)$ exact het spectrum $X(\theta)$ verkregen zoals weergegeven in figuur 4a. Tengevolge van het afkappen en het afronden van de coëfficiënten van de filters ontstaat echter enige symbool interferentie, welke voor de gebruikte FIR
 30 filters met 29 aftakkingen verwaarloosbaar klein is.

Tenslotte worden de signalen $\text{Re } t(n)$ en $\text{Im } t(n)$ met behulp van de decodeerinrichting 51 van figuur 6a en wordt het signaal $t(n)$ met behulp van de decodeerinrichting 56 van figuur 6b op zich bekende wijze omgezet in binaire datasignalen van 4800 bits/sec.

35 Het spectrum van $t(n)$ kan als volgt in het spectrum van $g(n)$ van het ontvangfilter en het spectrum van hetingangssignaal $v(n)$ worden uitgedrukt:

8400677

$$T(\theta) = \frac{1}{6} \sum_{k=0}^5 G\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6}\right) V\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6} + \theta_c\right) \quad (7)$$

5 Met de reeds eerder genoemde veronderstelling dat $V(\theta) = U(\theta)$ en bij het weglaten van het versmeringsfilter 6 en het complementaire versmeringsfilter 7 in de verbinding kan (7) met behulp van (5) geschreven worden als:

$$T(\theta) = \frac{1}{12} \sum_{k=0}^5 G^2\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6}\right) X(\theta) + \frac{1}{12} \sum_{k=0}^5 G\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6}\right) G^*\left(-\frac{\theta + 2k\pi}{6} - 2\theta_c\right) X(\theta + 12\theta_c) \quad (8)$$

15

Omdat de demping van de stopband van het zend- en ontvangfilter een voldoende hoge waarde heeft is de laatste term van (8) te verwaarlozen en geldt dat

$$T(\theta) = H(\theta) X(\theta) \quad (9)$$

20

$$\text{met } H(\theta) = \frac{1}{12} \sum_{k=0}^5 G^2\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6}\right) \quad (10)$$

25

Indien het versmeringsfilter 6 en het complementaire versmeringsfilter 7, de impulsresponsies $c_s(n)$ en $c_d(n)$ bezitten met de transmissiefuncties $C_s(\theta)$ en $C_d(\theta)$, kan wanneer het zendfilter 45 en het ontvangfilter 53 in de stopband een grote demping bezitten, het frequentie spectrum $T'(\theta)$ van het complexe digitale signaal $t'(n)$ geschreven worden als

$$T'(\theta) = H'(\theta) X(\theta) \quad (11)$$

met

$$H'(\theta) = \frac{1}{12} \sum_{k=0}^5 G^2\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6}\right) C_s\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6} + \theta_c\right) C_d\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6} + \theta_c\right) \quad (12)$$

35

Vervangingsschema's van de door de uitdrukkingen (9) en (11) gerepresenteerde overdrachtssystemen zonder en met versmerings- en complementaire versmeringsfilter zijn in de figuren 8a en 8b gegeven.

Deze systemen bevatten beide achtereenvolgens een inrichting 57 voor het verhogen van de aftastfrequentie met een factor 6, een zendfilter 58 en een ontvangfilter 62 en een inrichting 63 voor het verlagen van de aftastfrequentie met een factor gelijk aan 6, waarbij het systeem van fig. 8b tevens een versmeringsfilter 59 en een complementaire versmeringsfilter 61 bevat.

De invloed van het versmeringsfilter 59 en het complementaire versmeringsfilter 61 is daarbij weergegeven door de complexe impulsresponsies

$$\tilde{c}_s(n) = c_s(n) e^{-jn\theta_c} \quad (13)$$

respectievelijk

$$\tilde{c}_d(n) = c_d(n) e^{-jn\theta_c} \quad (14)$$

waarbij de modulatie is verdisconteerd door de aanduiding \sim .

Vooreerst worden overeenkomstig de uitvinding kwaliteitsfactoren F_1 en F_2 afgeleid welke een maat zijn voor de uitsmeer efficiëntie van de impulsruis respectievelijk een maat van de verhouding van het signaal en de door de combinatie van het versmerings- en het complementaire versmeringsfilter zelf opgewekte symboolinterferentie.

Voor het afleiden van deze kwaliteitsfactoren moeten de signaalamplitudes van de signalen in het systeem genormaliseerd worden om te voorkomen dat het versmeringsfilter 6 een te grote versterkingsfactor krijgt, hetgeen een vergroting van het vermogen op de transmissieweg 2, bijvoorbeeld een telefoonlijn, betekent.

Daartoe wordt verondersteld dat

1) het vermogen op de transmissieweg 2 met versmeringsfilter 59 en complementaire versmeringsfilter 61 zoals weergegeven in figuur 8b en zonder het versmeringsfilter 59 en inverse versmeringsfilter 61 zoals weergegeven in figuur 8a hetzelfde is zodat geldt dat

$$E(u^2(n)) = E(u'^2(n)) \quad (15)$$

en dat

2) de gewenste signaalcomponent in de uitgangssignalen $t(n)$ en $t'(n)$ in beide gevallen dezelfde amplitude hebben.

8400677

Door geschikte fase correcties te introduceren in de transmissie functies van het versmeringsfilter 59 en het complementaire versmeringsfilter 61 kan de gewenste component gedefinieerd worden als $h(0)$ en $h'(0)$, waarbij $h(n)$ en $h'(n)$ de inverse Fourier getransformeerde zijn van de in de uitdrukking (10) en (12) gedefinieerde overdrachtsfuncties $H(\theta)$ en $H'(\theta)$.

Uitgaande van ongecorreleerde ingangsdata zodat

$$E[x(n) x^*(n+k)] = \delta(k) \quad (16)$$

10

kunnen de normalisatie condities als volgt weergegeven worden

1) gelijk vermogen op de lijn indien

15

$$\frac{1}{12} \int_{-\tau}^{+\tau} |G^2(\theta)| d\theta = \frac{1}{2\tau} \int_{-\tau}^{+\tau} |G(\theta)|^2 |C_S(\theta + \theta_C)|^2 d\theta \quad (17)$$

en

2) gelijk gewenst uitgangssignaal indien

20

$$h(0) = h'(0) \quad (18)$$

25

De uitsmeer efficiëntie wordt gedefinieerd aan de hand van één enkele stoorimpuls die korter duurt dan de aftastperiode τ met amplitude K welke op een willekeurig tijdstip n_0 optreedt, zodat geldt dat

$$p'(n) = K \delta(n - n_0) \quad (19)$$

30

voor de in fig.1 weergegeven impulsruis $p(n)$. Hierbij is verondersteld dat het interval tussen de stoorimpulsen groter is dan de duur van de impulsresponsie van de filters. Het accent teken duidt verder op een impulsruis die korter duurt dan de aftastperiode τ .

35

Voor het in figuur 8a weergegeven vervangingschema van het transmissie systeem zonder versmerings- en complementair versmeringsfilter is het ingangssignaal $v(n)$ van het filter 62 gelijk aan

$$v(n) = u(n) + p(n)$$

wat een uitgangssignaal $t(n)$ geeft met een frequentiespectrum gelijk aan

8400677

$$T(\theta) = H(\theta) X(\theta) + 1/6 \sum_{k=0}^5 G\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6}\right) P\left(\frac{\theta + 2k\pi}{6} + \theta_c\right) \quad (20)$$

5 Hieruit volgt dat voor de $p(n)$ gegeven door (19) de overeenkomstige responsie gelijk is aan

$$t(n) = (x * h)(n) + K e^{-jn_0\theta_c} g(6n - n_0) \quad (21)$$

waarbij

$$10 \quad (x * h)(n) = \sum_k x(k) h(n-k) \quad (22)$$

de convolutie van het ingangssignaal $x(n)$ met de effectieve totale impulsresponsie $h(n)$ van het systeem is.

15 Op overeenkomstige wijze geldt voor het in figuur 8b weergegeven vervangingsschema van het transmissiesysteem met versmerings- en complementair versmeringsfilter dat het uitgangssignaal $t'(n)$ van het demodulatiefilter 21 gelijk is aan

$$20 \quad t'(n) = (x * h')(n) + K e^{-jn_0\theta_c} (g * \tilde{c}_d)(6n - n_0) \quad (23)$$

waarbij $h'(n)$ de effectieve totale impulsresponsie van het systeem is overeenkomend met de transmissie functie $H'(\theta)$ volgens (12) en $\tilde{c}_d(n)$ volgens (14).

25 Uitdrukking (23) kan geschreven worden als

$$t'(n) = (x * h)(n) + (x * u)(n) + K e^{-jn_0\theta_c} (g * \tilde{c}_d)(6n - n_0) \quad (24)$$

waarin $u(n) = h'(n) - h(n)$.

30 Uitdrukking (24) toont duidelijk dat twee soorten interferenties in het uitgangssignaal $t'(n)$ aanwezig zijn nl.: de intersymbol interferentie veroorzaakt door de niet ideale aanpassing van de versmerings- en complementaire versmeringsfilters gegeven door de term $(x * u)(n)$ en de uitgesmeerde stoerpuls $p'(n)$ gegeven door de
35 term

$$K e^{-jn_0\theta_c} (g * \tilde{c}_d)(6n - n_0)$$

8400677

Vergelijking van (21) met (24) geeft als eerste kwaliteitsfactor F'_1 voor het spraakband systeem, waarbij het accent teken aanduidt dat F'_1 voor de impulsruis gegeven door (19) geldt, 1) de uitsmeer efficiëntie

5

$$F'_1 = \frac{\max_n |g(n)|}{\max_n |g * \tilde{c}_d(n)|} \quad (25)$$

Deze factor geeft aan met welke factor de maximale waarde van een verstoring in het uitgangssignaal is verminderd door het invoegen van het versmeringsfilter 59 en complementaire versmeringsfilter 61 in het transmissie systeem.

Omdat n_0 willekeurig gekozen is kan $(6n - n_0)$ elke willekeurige waarde hebben en moet in (25) het maximum over alle waarden van n bepaald worden.

15

Vergelijking van (21) met (24) geeft als tweede kwaliteitsfactor F_2

2) het signaal ten opzichte van de zelfgegenereerde intersymbool interferentie

20

$$F_2 = \frac{h(0)}{\sqrt{\sum_n |u(n)|^2}} \quad (26)$$

waarbij $h(0) = \max_n |h(n)|$

25

In plaats van de in de uitdrukking (19) weergegeven vorm van impulsruis kan ook impulsruis bekeken worden welke bestaat uit twee opeenvolgende impulsen van gelijke amplitude echter van tegengestelde polariteit, verder bipolaire pulsen genoemd, aangeduid met ". Hiervoor geldt dat:

30

$$p''(n) = K \left(\delta(n - n_0) - \delta(n - n_0 - 1) \right) \quad (27)$$

Voor een dergelijke impulsruis is het uitgangssignaal

35

$$t(n) = (x * h)(n) + K e^{-jn_0\theta_c} \left\{ g(6n - n_0) - e^{-j\theta_c} g(6n - n_0 - 1) \right\} \quad (28)$$

indien geen versmerings- en complementaire versmeringsfilter worden toegepast en gelijk aan

$$t'(n) = (x * h')(n)$$

$$5 \quad + K e^{-jn_0\theta_c} \left\{ (g * \tilde{c}_d)(6n - n_0) - e^{-j\theta_c} (g * \tilde{c}_d)(6n - n_0 - 1) \right\} \quad (29)$$

als zulke filters wel in het systeem zijn opgenomen.

Dit geeft als eerste kwaliteitsfactor F_1'' .

10 3) De uitsmeerefficiëntie voor bipolaire impulsen

$$F_1'' = \frac{\max_n |g(n) - e^{-j\theta_c} g(n-1)|}{\max_n |(g * \tilde{c}_d)(n) - e^{-j\theta_c} (g * \tilde{c}_d)(n-1)|} \quad (30)$$

15 In het algemeen wordt dus de eerste kwaliteitsfactor F_1 gegeven door

$$F_1 = \frac{\max_n |(\tilde{p} * g)(n)|}{\max_n |(\tilde{p} * \tilde{c}_d * g)(n)|} \quad (30b)$$

20 waarin $\tilde{p}(n) = p(n) e^{-jn\theta_c}$ en \tilde{c}_d volgens (14)
voor $p(n)$ gegeven door (19) gaat deze over in (25),
voor $p(n)$ gegeven in (27) gaat deze over in (30).

In het geval van twee opeenvolgende impulsen met gelijke amplitude en dezelfde fase wordt de eerste kwaliteitsfactor

25 F_1 in het hierna volgende aangeduid met F_1''' .

Het zal duidelijk zijn dat de eerste kwaliteitsfactor vele waarden kan hebben, elk aangepast aan een speciaal model van de impulsruis.

30 Aan de hand van de factoren F_1' of F_1'' of F_1''' en F_2 zal worden aangetoond dat filtercoëfficiënten $c_d(n)$ bepaald kunnen worden welke een optimale uitsmering van de impulsruis geven.

35 Ter bepaling van de coëfficiënten $c_s(n)$ van het versmeringsfilter en $c_d(n)$ van het complementaire versmeringsfilter wordt uitgegaan van filters welke dezelfde coëfficiënten hebben maar in omgekeerde volgorde nl.

$$c_d(n) = c_s(N_0 - n) \quad (31)$$

voor een willekeurige waarde van N_0 en voor alle waarden van n .

8400677

Deze keuze heeft twee voordelen,

- 1) slechts één stel coëfficiënten behoeft te worden opgeslagen in de zender respectievelijk in de ontvanger in een duplex transmissie-systeem en
- 2) voor elke gegeven reeks coëfficiënten $c_d(n)$ van het complementaire versmeringsfilter geeft de daardoor bepaalde reeks van coëfficiënten van het versmeringsfilter $c_s(n)$ een maximale uitsmeer efficiëntie, bijv. een absoluut maximum van de eerste kwaliteitsfactor F'_1 . Dit wordt als volgt bewezen.

Uitgegaan wordt van genormaliseerde zend- en ontvang-filters zodanig dat

$$\sum_n g^2(n) = 1 \quad (32)$$

De factor F'_1 , welke volgens uitdrukking (25) ogenschijnlijk alleen van de coëfficiënten van het complementaire versmeringsfilter afhangt, hangt ook van het versmeringsfilter af en wel door de normalisaties volgens (17) en (18). Om dit duidelijker te doen uitkomen wordt $c_d(n)$ als volgt gesplitst in twee termen

$$c_d(n) = K_d q_d(n) \quad (33)$$

waarin K_d een reële positieve versterking is welke zodanig gekozen is dat

$$\max_n |g * \tilde{q}_d(n)| = 1 \quad (34)$$

waarin $\tilde{q}_d = q_d(n) e^{-jn\theta_c}$

en $q_d(n)$ de vorm van het complementaire versmeringsfilter representeert.

Uitdrukking (25) kan dan met behulp van uitdrukking (33) geschreven worden als

$$F'_1 = \frac{g(0)}{K_d} \quad (35)$$

welke een absoluut maximum heeft voor een minimale waarde van K_d .

Voor een gegeven complementair versmeringsfilter, dat wil zeggen voor gegeven waarden van $q_d(n)$ kan dit slechts verkregen worden door een versmeringsfilter te kiezen waarvoor K_d minimaal is.

Voor het verkrijgen van de overeenkomstige coëfficiënten

8400677

worden de uitdrukkingen (17) en (18) door gebruik te maken van de normalisatie van het zend en ontvangfilter volgens (32) en Parseval's relatie geschreven als

$$5 \quad h(0) = \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) \, d\theta = 1 \quad (36)$$

$$10 \quad h'(0) = \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) \cdot c_s(\theta + \theta_c) \cdot c_d(\theta + \theta_c) \, d\theta = 1 \quad (37)$$

en

$$\frac{1}{2} \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) |c_s(\theta + \theta_c)|^2 \, d\theta = 1 \quad (38)$$

15 In deze uitdrukkingen is tevens gebruik gemaakt van de symmetrie van de impulsresponsie $g(n)$ van de zend- en ontvangfilters zoals gedefinieerd in (4), hetgeen tot gevolg heeft dat $G(\theta)$ reële waarden heeft.

Toepassing van de ongelijkheid van Cauchy-Schwarz op uitdrukking (37) geeft dat

$$20 \quad 1 = \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) c_s(\theta + \theta_c) c_d(\theta + \theta_c) \, d\theta \right|^2$$

$$25 \quad \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) |c_s(\theta + \theta_c)|^2 \, d\theta$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) |c_d(\theta + \theta_c)|^2 \, d\theta \quad (39)$$

30 waarin het is gelijk teken uitsluitend geldt als

$$G(\theta) c_s(\theta + \theta_c) = G(\theta) c_d^*(\theta + \theta_c) \quad (40)$$

Uit (38) en (39) volgt na introductie van

$$35 \quad \text{dat} \quad c_d(\theta + \theta_c) = K_d Q_d(\theta + \theta_c)$$

$$K_d^2 \geq \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) |Q_d(\theta + \theta_c)|^2 \, d\theta} \quad (41)$$

Voor een gegeven vorm van het complementaire versmeringsfilter heeft de rechterzijde van (41) een bepaalde waarde. De minimale waarde van K_d wordt dus verkregen als de reeks $c_s(n)$ zodanig wordt gekozen dat het is gelijk teken geldt, hetgeen
 5 compatibel is met (40). Uitdrukking (40) specificceert niet volledig het filter daar het slechts $C_s(\theta + \theta_c)$ relateert aan $C_d(\theta + \theta_c)$ in gebieden waar $G(\theta) \neq 0$. In de gebieden waarin $G(\theta)$ gelijk is aan nul kan $C_s(\theta + \theta_c)$, en dus $C_d(\theta + \theta_c)$, willekeurig gekozen worden omdat deze keuze geen invloed heeft op de signalen die voor de
 10 overdracht van het syteem van belang zijn. De optimale keuze is daarom $C_s(\theta + \theta_c) = C_d^*(\theta + \theta_c)$ te nemen voor alle waarden van θ , waarmee (31) is bewezen.

Bij die keuze geldt het is gelijk teken in (41) welke met behulp van Parseval's relatie geschreven kan worden als

15

$$K_d^2 = \frac{1}{\sum_n |(g * \tilde{q}_d)(n)|^2} \quad (42)$$

Onder de voorwaarde gedefinieerd in (34) is te zien dat K_d verkleind
 20 kan worden door al die waarden van $|(g * \tilde{q}_d)(n)|$ te vergroten welke niet hun maximale waarde hebben. Daarom geldt dat hoe meer waarden van $(g * \tilde{q}_d)(n)$ een amplitude nabij hun maximum (dat is één) bezitten des te beter de eigenschappen van het filter zijn.

Uitgaande van een lengte van de filters $q_d(n)$ en $g(n)$
 25 gelijk aan N respectievelijk M is de lengte van $(g * \tilde{q}_d)(n)$ gelijk aan $N + M - 1$, waardoor (42) geschreven kan worden als

$$K_d^2 \geq \frac{1}{N + M - 1} \quad (43)$$

30 Dit geeft een maximale waarde voor F_1^i gegeven door

$$F_1^i \leq |g(0)| \sqrt{N + M - 1} \quad (44)$$

Deze waarde wordt slechts verkregen als

35

$$(g * \tilde{q}_d)(n) = 1 \quad (45)$$

voor alle waarden van n over de lengte van het filter.

8400677

Als $g(n)$ een laagdoorlaatfilter is en $g(n)$ derhalve klein is aan de randen (bijv. voor $|n| \approx M/2$) vereist dit zeer grote veranderingen in $q_d(n)$, hetgeen een lage waarde voor de tweede kwaliteitsfactor F_2 geeft.

5 De waarde zoals gedefinieerd in (34) is derhalve niet goed bruikbaar. Een betere keuze is aan te nemen dat $|(g * \tilde{q}_d)(n)|$ bij benadering constant gehouden kan worden over de lengte van de impulsresponsie van het versmeringsfilter, hetgeen een geschatte absolute maximale waarde van de uitsmeerefficiëntie van

$$10 \quad F_1 \leq |g(0)| \sqrt{N} \quad (46)$$

oplevert.

Als uitvoeringsvoorbeeld wordt gebruik gemaakt van een hierna te beschrijven methode voor het zoeken naar lange reeksen
15 $c(n)$ welke grote kwaliteitsfactoren F_1 en F_2 voor een modulaatband systeem opleveren. In het bijzonder wordt deze methode toegelicht voor het spraakbandsysteem en voor lengten van het versmeringsfilter en complementaire versmeringsfilter gelijk aan 64, alhoewel deze methode voor iedere lengte van de filters kan worden toegepast.

20 Uitgegaan wordt van binaire reeksen welke voldoen aan de uitdrukking

$$b(n) = \text{sign} \left(\sin(n(n+1) \frac{\pi}{2N} + p) + r(n) \right) \quad (47)$$

25 voor $0 \leq n \leq N-1$ waar $\text{sign}(x)$ gelijk is aan 1 als $x \geq 0$ en -1 als $x < 0$ en waarbij p een willekeurige fase in het gebied van $0 \leq p \leq \pi$ is en $r(n)$ een willekeurig wit stochastisch proces met uniforme amplitude verdeling, welk voldoet aan de eis dat

$$30 \quad P_{r(n)}(r) = \begin{cases} 1/2 & |r| \leq 1 \\ 0 & |r| > 1 \end{cases} \quad (48)$$

Deze in (47) gegeven reeks geldt voor een frequentiegebied van nul tot een bepaalde gegeven frequentie. Aanpassing aan een modulaat band geschiedt als volgt:

35 Het signaal $\sin n(n+1) \pi / 2N$ is een F.M. gemoduleerd signaal en heeft de momentane frequentie

$$\theta(n) = n \pi / N \quad 0 \leq n \leq N-1$$

8400677

Dus over de lengte van de impuls responsie $b(n)$ wordt deze frequentie gevarieerd over het gebied

$$0 \leq \theta(n) \leq \pi \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (49)$$

5

In een modulaatband wordt de momentane frequentie van de impulsresponsie van het complementaire versmeringsfilter slechts over het frequentiegebied

$$\theta_1 \leq \theta(n) \leq \theta_2 \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (50)$$

10

gevarieerd, waar θ_1 en θ_2 de genormeerde afsnijfrequenties van de band van het systeem zijn bijv. die van het ontvangfilter met de impulsresponsie $g(n)$.

15

Voor een als uitvoering van een modulaatband gekozen spraakband geldt een beperking van het frequentiegebied van $1000 \text{ Hz} \leq f \leq 2600 \text{ Hz}$, dus een keuze van

$$\theta_1 = \frac{1000}{9600} 2\pi = 5\pi/24 \quad \text{en} \quad \theta_2 = 13\pi/24.$$

20

Dit heeft het voordeel dat een hoge waarde van de eerste kwaliteitsfactor F_1 kan worden gerealiseerd. In de praktijk is echter het filter $g(n)$ geen ideaal laagdoorlaatfilter, en heeft deze bijdragen over een groter frequentiegebied, zodat bovengenoemde keuze voor θ_1 en θ_2 geen optimale waarde voor de tweede kwaliteitsfactor F_2 oplevert. Optimale waarden voor de kwaliteitsfactoren verkregen worden door θ_1 te laten variëren en daarbij θ_2 te verkrijgen uit

25

$$\theta_c - \theta_1 = \theta_2 - \theta_c \quad (51)$$

30

waarbij θ_c de middenfrequentie van het banddoorlaatfilter van het signaal is, hetgeen in het uitvoeringsvoorbeeld overeenkomt met $\theta_c = 2\pi 1800/9600 = 3\pi/8$. De op deze wijze gegenereerde reeksen $b(n)$ voldoen dan aan de betrekking

35

$$b(n) = \text{sign}(\sin((n_1 + n)(n_1 + n + 1)\beta + p) + r(n)) \quad (52)$$

met $n = 0, 1, \dots, N-1$,

$$\beta = \pi(f_2 - f_1)/(N-1)f_s, \quad \text{waarbij} \quad f_1 = \frac{\theta_1 f_s}{2\pi}, \quad f_2 = \frac{\theta_2 f_s}{2\pi} \quad \text{en} \quad f_s = 1/\tau,$$

8400677

n_1 gelijk is aan het grootste gehele getal kleiner dan of gelijk
aan $\pi f_1 / \beta f_s$,

p een willekeurige fasehoek in het gebied van $0 \leq p \leq \pi$ en
 $r(n)$ een willekeurig wit stochastisch proces is gegeven door (48).
5 n_1 en β zijn dus zodanig gekozen dat de momentane frequentie
 $\theta(n) = n(n + n_1) / \beta$, van de impulsresponsie $b(n)$ voldoet aan
 $\theta(0) \approx \theta_1$, $\theta_1 < \theta(n) < \theta_2$ voor $0 < n < N-1$ en $\theta(N-1) \approx \theta_2$
Dit betekent dat de momentane frequentie θ aan (50) voldoet.
Vervolgens worden de coëfficiënten $b(n)$ zodanig bepaald dat
10 $b(n) \in \{-1, 0, 1\}$.

Dit wordt gerealiseerd door uit te gaan van de door de uitdrukking (52) gedefinieerde reeksen de volgende verwissel-procedure toe te passen.

Controleer of verandering van $b(n)$ voor een gegeven
15 waarde van n een verandering van de binaire waarden +1 of -1 in de
waarden 0 respectievelijk -1 of +1, dus $+1 \rightarrow 0$ of $-1 \rightarrow 0$, of $+1 \rightarrow -1$
of omgekeerd, een grotere waarde voor de tweede kwaliteitsfactor F_2
geeft of niet. Zo ja, dan wordt $b(n)$ vervangen door die waarde.
Dit wordt herhaald voor alle waarden van n . Daarna wordt de verwissel-
20 procedure herhaald, waarbij ook verwisselingen van $0 \rightarrow +1$ of $0 \rightarrow -1$
worden medegenomen totdat geen verbetering van de waarde F_2 meer wordt
verkregen.

De reeksen $c(n)$ met nagenoeg optimale versmerings-efficiëntie worden als volgt hieruit afgeleid.

25 Bij de coëfficiënten $b(n)$ van een goede ternaire reeks
wordt een zeker getal veel kleiner dan 1, bijv. 0,01 opgeteld of
afgetrokken bepaald of de reeks betere of slechtere kwaliteits-
factoren oplevert of niet. Wanneer de kwaliteitsfactoren beter zijn
dan wordt $b(n)$ in het reële getal $c(n)$ veranderd. Dit proces wordt
30 herhaald voor alle waarden van n voor $0 \leq n \leq N-1$. Dan wordt het
proces herhaald totdat geen verbeteringen meer worden verkregen.
Daar in een transmissiesysteem slechts een bepaalde intersymbool
interferentie kan worden toegelaten is uitgegaan van ternaire reeksen
met een tweede kwaliteitsfactor $F_2 \geq 20$ dB. Met behoud van deze eis
35 is met behulp van bovenstaande procedure een reeks van reële getallen
voor de coëfficiënten $c(n)$ van het versmeringsfilter en het complemen-
taire versmeringsfilter bepaald waarvoor de eerste kwaliteitsfactor F_1
een nagenoeg maximale waarde heeft.

8400677

Een van de gevonden reeksen, waarbij de getallen in stappen van 0,01 werden veranderd, voor een filter met 64 coëfficiënten heeft de kwaliteitsfactoren $F_1' = 10,22$ dB, $F_1'' = 8,28$ dB, $F_1''' = 9,13$ dB en $F_2 = 20,00$ dB.

5 Deze reeks is in tabel I weergegeven. Het amplitude spectrum $|C(\theta)|$ van een met behulp van de in tabel I gerealiseerd versmeringsfilter is in figuur 9a weergegeven. Het spectrum heeft in het frequentiegebied van 1000-2600 Hz een redelijk vlakke karakteristiek.

10 Opgemerkt wordt dat de amplitude karakteristiek voor het complementaire versmeringsfilter hetzelfde is als voor het versmeringsfilter.

De amplitude van het spectrum van de totale impulsresponsie $s(n)$, gegeven voor de decimatie (zie fig. 6b) van het transmissiesysteem met een versmeringsfilter en een complementair
15 versmeringsfilter volgens tabel I is in figuur 9b weergegeven. De amplitude van het spectrum van de gedecimeerde totale equivalente impulsresponsie $t'(n)$ is in figuur 9c weergegeven.

Fig. 9d toont de amplitude van de totale impuls-
responsie $s(n)$ van het transmissiesysteem tegen n en fig. 9e
20 de amplitude van de gedecimeerde totale equivalente impulsresponsie $t'(n)$ van het systeem. Uit deze figuren blijkt de lage waarde van de door het versmeringsfilter en het complementaire versmeringsfilter geïntroduceerde intersymbool interferentie.

De amplitude van een op de transmissieweg geïntrodu-
ceerde en in de ontvanger uitgesmeerde stoorimpuls p' als functie
25 van n is in fig. 9f weergegeven. De nagenoeg constante waarde van de uitgesmeerde stoorimpuls in de tijd is overeenkomstig de uitvinding verkregen door die reeksen $c(n)$ te selecteren waarvoor F_1 gedefinieerd in (30b) en in dit bijzondere geval F_1' volgens (25) een nagenoeg
30 maximale waarde heeft. De groepslooptijd τ_g van het complementaire versmeringsfilter volgens tabel I, is echter geen lineaire functie meer van de frequentie zoals figuur 9g toont. Dit is echter niet bezwaarlijk zolang de groepslooptijd van het versmeringsfilter maar nagenoeg complementair is aan die van het complementaire versmeringsfilter.

35 De groepslooptijd is voor twee punten niet gedefinieerd daar de transmissiefunctie van het versmeringsfilter een nulpunt heeft voor die waarden. Deze zijn echter buiten de gebruikte frequentieband van 1000-2600 Hz gelegen.

8400677

Dergelijke reeksen $c(n)$ welke voor andere soorten van op de transmissieweg geïntroduceerde stoorimpulsen nagenoeg maximale waarden voor de eerste kwaliteitsfactor F_1 opleveren, kunnen op overeenkomstige wijze gevonden worden.

5 Zo geeft tabel II een reeks met reële waarden voor de coëfficiënten $c(n)$ voor een filter met 64 coëfficiënten met een nagenoeg maximale waarde van de eerste kwaliteitsfactor F_1'' voor bipolaire stoorimpulsen $p''(n)$ zoals deze zijn gedefinieerd in (30) respectievelijk (27) voor een gegeven waarde van de tweede kwaliteitsfactor F_2 . De kwaliteitsfactoren bedragen respectievelijk $F_1' = 9,57$ dB, 10 $F_1'' = 9,39$ dB voor een waarde van F_2 gelijk aan 20 dB.

Een andere reeks met reële waarde $c(n)$ voor de coëfficiënten van een filter is in tabel III weergegeven. Daarbij is voor de tweede kwaliteitsfactor F_2 een waarde gelijk aan 26.70 dB gekozen. 15 De daarbij behorende waarde van $F_1' = 9,60$ dB en voor $F_1'' = 8,82$ dB.

In de figuren 10a t/m 10g zijn de voor een transmissie systeem met een versmeringsfilter en een complementair versmeringsfilter met coëfficiënten weergegeven in tabel III de overeenkomstige grafieken weergegeven als zijn weergegeven in de figuren 9a t/m 9g 20 voor een transmissie systeem met filters volgens tabel I. Vergelijking van figuur 10f met figuur 9f toont een nog vlakker uitgesmeerde stoorimpuls voor filters gerealiseerd volgens tabel I en daarmee een nog betere uitsmeerefficientie.

Het is duidelijk dat ook reeksen van reële getallen 25 $c(n)$ die op een andere wijze worden gerealiseerd of op zich uit de wiskunde bekend zijn kunnen worden toegepast zolang als voor een gegeven stoorimpulspatroon $p(n)$ en een gegeven waarde van de tweede kwaliteitsfactor F_2 de bij $p(n)$ behorende waarde van de eerste kwaliteitsfactor F_1 maar een nagenoeg maximale waarde heeft, zoals ge- 30 geven door (30b).

Tabel I

Een reeks reële coëfficiënten $c(n)$ voor een filter met 64 coëfficiënten welke de nagenoeg optimale waarde voor F_1^I geeft onder de voorwaarde dat $F_2 = 20$ dB is de volgende.

5

$$F_1^I = 3.244 \text{ (10.22dB)} \quad F_2 = 10.000 \text{ (20.00dB)} \quad F_1^{II} = 2.593 \text{ (8.28dB)} \quad F_1^{III} = 2.860 \text{ (9.13dB)}$$

	-0.45	-1.00	-1.19	-1.44	-1.42	0.80
	0.09	1.09	1.40	0.18	0.04	-1.01
	-1.71	-0.10	0.10	1.60	0.97	1.03
10	-1.09	0.99	-1.01	0.00	0.96	1.75
	0.45	-1.14	-0.20	-1.17	1.61	1.08
	-1.06	-1.09	-0.34	1.02	1.25	1.04
	-0.59	-1.37	1.37	1.00	-0.08	-1.01
	-0.15	1.00	1.00	-1.00	-0.98	0.78
	1.01	-1.16	-1.03	0.20	1.08	-0.67
	-1.05	1.33	1.00	-1.31	-1.00	1.54
15	-1.00	-1.00	0.00	-0.49		

Tabel II

Een reeks met reële waarden $c(n)$ voor een filter met 64 coëfficiënten welke de nagenoeg optimale waarde van F_1^{II} geeft onder de voorwaarde dat $F_2 = 10$ (20 dB) is de volgende

20

$$F_1^I = 3.011 \text{ (= 9.57 dB)} \quad F_2 = 10.001 \text{ (= 20.00 dB)} \quad F_1^{II} = 2.949 \text{ (= 9.39 dB)}$$

	-0.33	-0.88	-1.33	-1.50	-1.46	0.93
	0.11	1.18	1.44	0.25	0.01	-1.02
	-1.76	-0.44	0.23	1.80	1.14	1.15
25	-1.18	-1.05	-1.05	0.07	0.98	1.77
	0.59	-1.18	-0.32	-1.29	1.73	1.20
	-1.18	-1.21	-0.53	1.15	1.41	1.18
	-0.75	-1.49	1.38	1.04	-0.18	-1.04
	0.05	1.03	1.05	-0.84	-0.89	0.67
	0.98	-1.05	-1.07	0.23	1.06	-0.80
	-1.06	1.45	1.01	-1.28	-1.11	1.82
30	-0.80	-1.22	-0.13	-0.27		

35

8400677

Tabel III

Een reeks reële coëfficiënten $c(n)$ voor een filter met 64 coëfficiënten die zeer goede waarden oplevert voor F_1 en F_2 is de volgende

$$5 \quad F_1' = 3.021 \quad (= 9.60 \text{ dB}) \quad F_2 = 21.598 \quad (= 26.70 \text{ dB}) \quad F_1''' = 2.726 \quad (8.82 \text{ dB})$$

	0.36	0.00	1.03	-0.89	-0.17	-1.06
	-1.00	0.00	1.00	1.04	1.07	1.28
	-1.10	-1.00	-1.00	-1.24	1.00	1.00
	1.21	1.16	-1.00	-1.00	-0.06	0.02
10	1.00	1.17	-1.06	-1.07	-0.93	1.00
	1.00	-1.04	-1.00	-1.00	1.00	1.00
	1.00	-1.00	-1.00	0.00	1.00	-1.08
	-1.11	-0.04	1.00	1.31	-1.10	0.90
	1.14	1.19	-1.03	-1.07	1.00	0.02
	-1.00	-1.01	1.00	-0.02	-1.00	0.00
	1.01	0.00	-1.00	0.93		

15

20

25

30

35

8400677

CONCLUSIES

1. Een transmissiesysteem voor de overdracht van datasignalen in een modulaatband, bevattende een zender en een via een transmissieweg ermee gekoppeld ontvanger waarbij de zender een modulator en een ermee gekoppeld transversaal versmeringsfilter
 5 bevat en de ontvanger een complementair transversaal versmeringsfilter en een ermee gekoppelde demodulator, de transversale filter bevatten elk een aantal in serie geschakelde vertragingselementen, waarbij de vertragingstijd τ van elk element hetzelfde is als de aftasttijd van een ingangssignaal, en een signaalverwerkingsinrichting gekoppeld
 10 met tussen elke twee opeenvolgende elementen, alsmede met een ingang van het eerste element en een uitgang van het laatste element aangebrachte aftakkingen voor het tenminste elk symboolinterval T met een voor elke aftakking bepaalde reële individuele coefficient vermenigvuldigen van de op de aftakkingen aanwezige signalen en het sommeren
 15 van de aldus verkregen productsignalen daardoor gekenmerkt, dat voor een gegeven bovengrens voor de intersymboolinterferentie veroorzaakt door de cascadeschakeling van het versmeringsfilter en het complementaire versmeringsfilter de reeks van reële coefficienten $c_d(n)$
 $n = 0, 1, \dots, N-1$ van een complementair versmeringsfilter met $N-1$
 20 vertragingselementen zodanig is gekozen dat deze niet uitsluitend uit getallen bestaat van de verzameling $\{+1, 0, -1\}$ en voor een gegeven uitgangsvermogen en een gegeven totale versterking van het transmissiesysteem een nagenoeg maximale waarde van een eerste kwaliteitsfactor F_1 wordt verkregen gegeven door

$$25 \quad F_1 = \frac{\max_n |(\tilde{p} * g)(n)|}{\max_n |(\tilde{p} * \tilde{c}_d * g)(n)|} \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

waarin $\tilde{p}(n) = p(n) e^{-jn\theta_c}$, $\tilde{c}_d(n) = c_d(n) e^{-jn\theta_c}$ met θ_c een gegeven
 30 modulatie hoekfrequentie, $p(n)$ de aftastwaarden van een gegeven willekeurige stoorimpuls is geïntroduceerd in de transmissieweg en $g(n)$ de impulsresponsie van de naar de frequentie nul teruggetransformeerde filterwerking van de ontvanger zonder complementair versmeringsfilter is.

35 2. Een transmissiesysteem volgens conclusie 1, daardoor gekenmerkt, dat de intersymboolinterferentie van de cascadeschakeling van het versmeringsfilter en het complementaire versmeringsfilter omgekeerd evenredig is aan een tweede kwaliteitsfactor F_2 gelijk aan

8400677

$$F_2 = \frac{\max_n |h(n)|}{\sqrt{\sum_n |u(n)|^2}}$$

- 5 waarin $u(n) = h'(n) - h(n)$, $h(n)$ de totale equivalente impuls-
responsie is van het transmissiesysteem zonder de aanwezigheid van
het versmeringsfilter en het complementaire versmeringsfilter en
 $h'(n)$ de totale equivalente impulsresponsie van het transmissie-
systeem met het versmeringsfilter en het complementair versmerings-
10 filter, en dat de optimalisering van de eerste kwaliteitsfactor F_1
is uitgevoerd voor een gegeven ondergrens van deze tweede kwaliteits-
factor F_2 .

3. Een transmissiesysteem volgens conclusie 1, daardoor
gekenmerkt, dat voor de reeks reële coëfficiënten $c_s(n)$ $n = 0, 1, \dots$
15 $N-1$ van het versmeringsfilter met $N-1$ vertragingselementen geldt dat
 $c_s(n) = c_d(N_0 - n)$ voor een willekeurige waarde van N_0 en voor alle
waarden van n .

4. Een complementair versmeringsfilter voor toepassing in
een transmissiesysteem volgens conclusie 1, daardoor gekenmerkt, dat
20 de reeks reële coëfficiënten $c_d(n)$ $n = 0, 1, \dots, N-1$ van een filter
met $N-1$ vertragingselementen zodanig gekozen is, dat deze niet
uitsluitend uit getallen bestaat van de verzameling $\{+1, 0, -1\}$ en voor
een gegeven uitgangsvermogen en een gegeven totale versterking van
het systeem een nagenoeg absolute waarde van een eerste kwaliteits-
25 factor F_1 wordt verkregen gegeven door

$$F_1 = \frac{\max_n |(\tilde{p} * g)(n)|}{\max_n |(\tilde{p} * \tilde{c}_d * g)(n)|} \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

- 30 waarin $\tilde{p}(n) = p(n) e^{-jn\theta_c}$, $\tilde{c}_d(n) = c_d(n) e^{-jn\theta_c}$, met θ_c een gegeven
modulatie hoekfrequentie, $p(n)$ de aftastwaarden van een gegeven
willekeurige stoorimpuls is toegevoerd aan het filter en $g(n)$ de
impulsresponsie is van de naar de frequentie nul teruggetransformeerd
filterwerking van de ontvanger zonder complementair versmeringsfilter
35 is, voor een gegeven intersymbool interferentie van de cascade-
schakeling van het complementaire versmeringsfilter met het versmerings-
filter van het transmissiesysteem.

5. Een versmeringsfilter voor toepassing in een trans-

8400677

missiesysteem volgens conclusie 1, daardoor gekenmerkt, dat voor de reeks van reële coëfficiënten $c_s(n)$ $n = 0, 1, \dots, N-1$ van een filter met $N-1$ vertragingselementen geldt dat $c_s(n) = c_d(N_0-n)$ voor een willekeurige waarde van N_0 voor alle waarden van n .

5

10

15

20

25

30

35

8400677

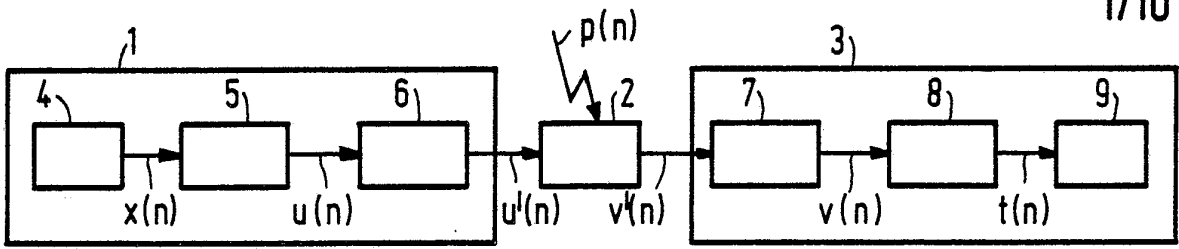


FIG. 1

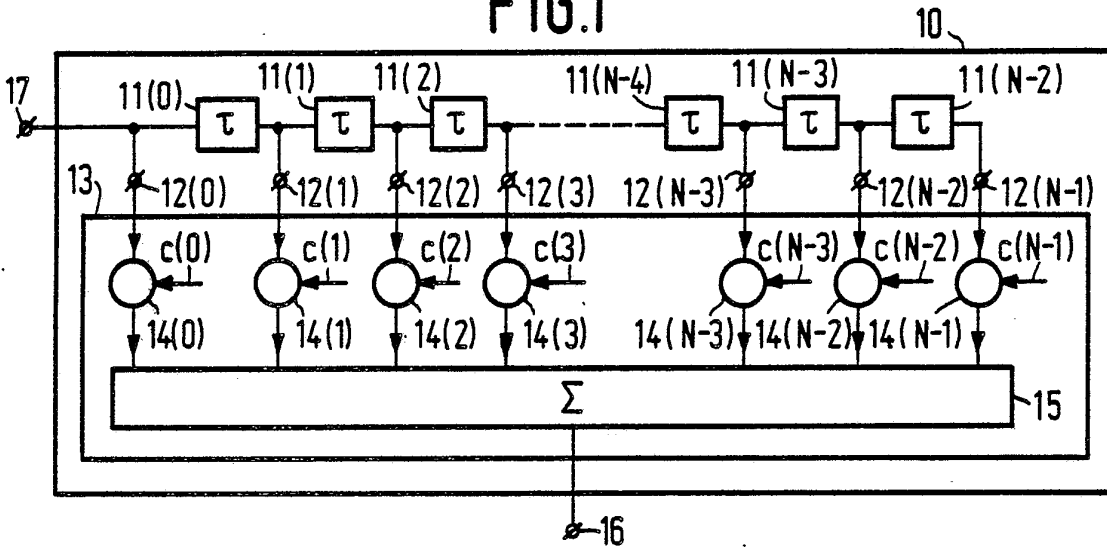


FIG. 2

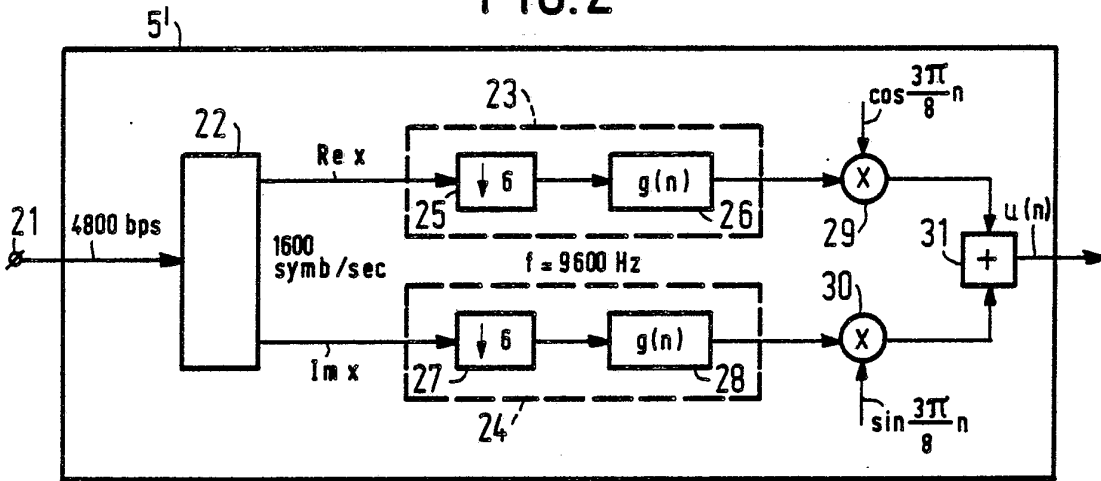


FIG. 3a

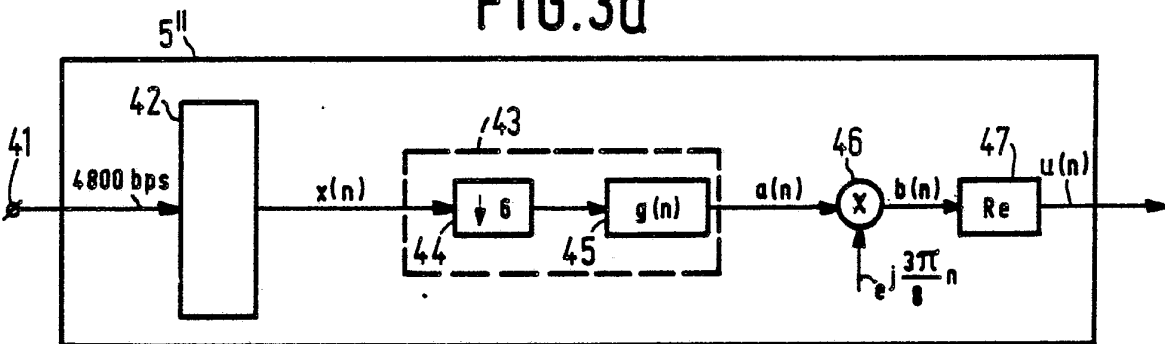


FIG. 3b

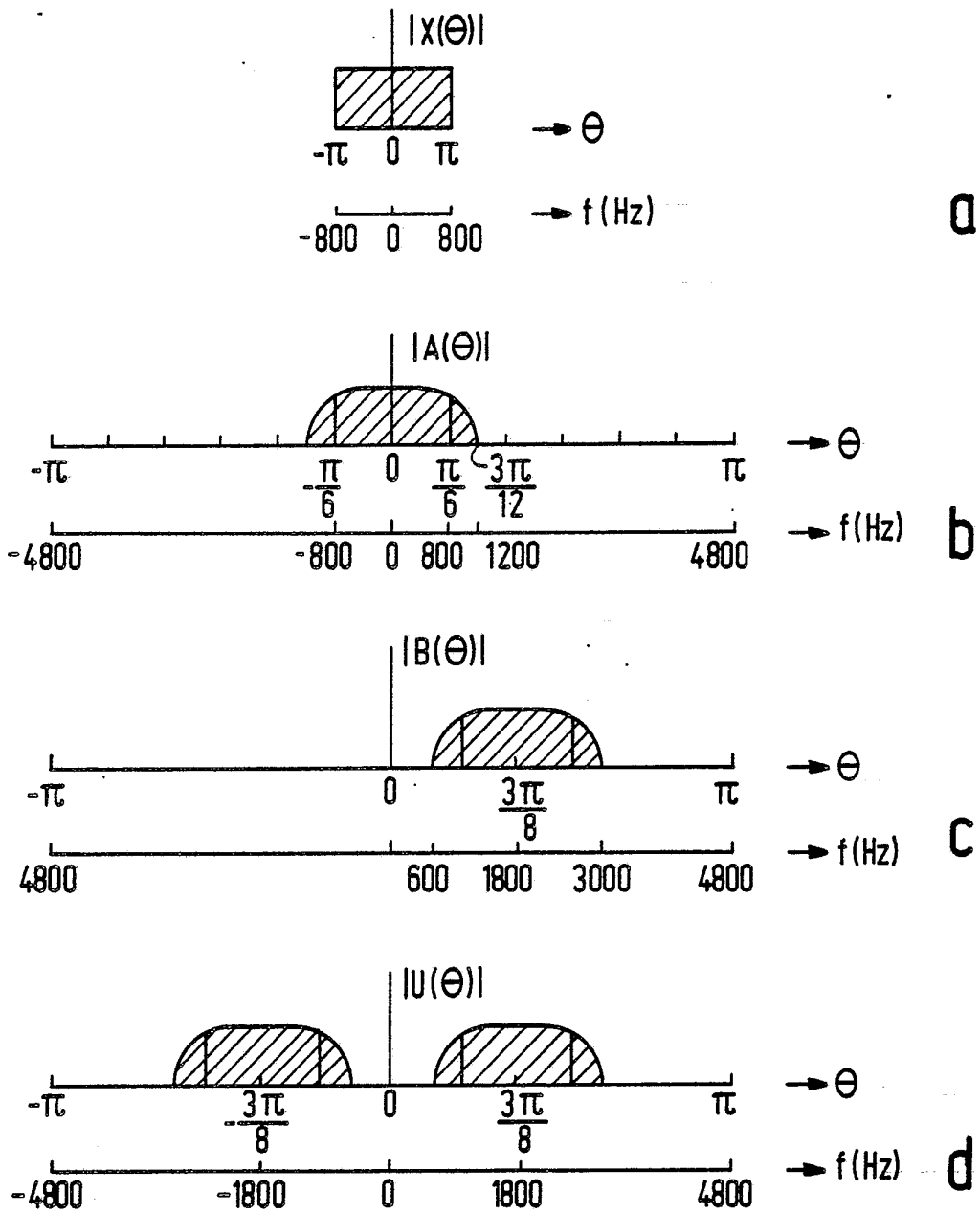


FIG. 4

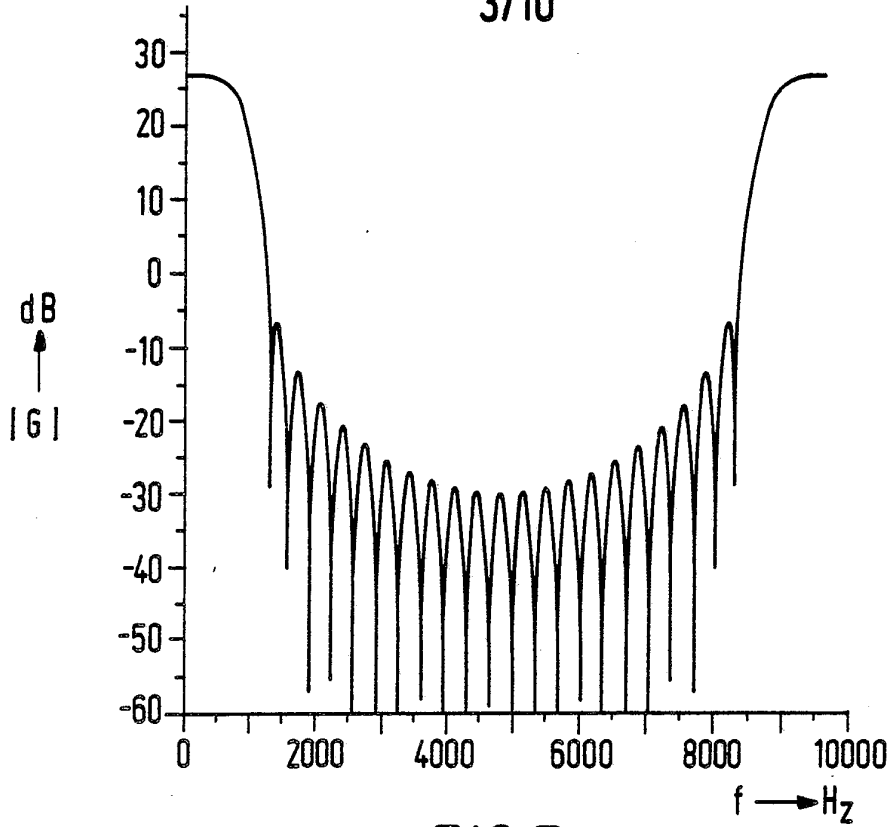


FIG.5

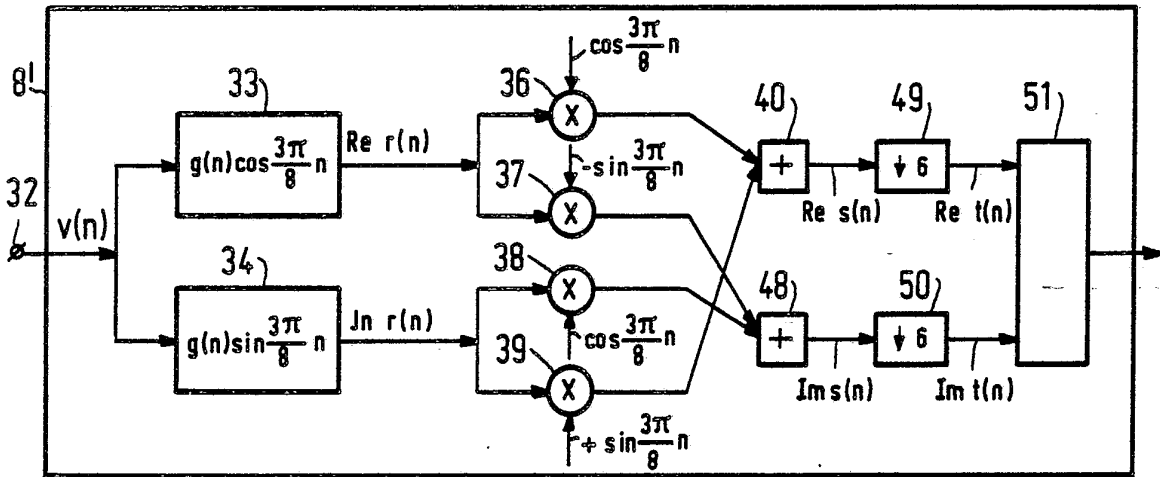


FIG.6a

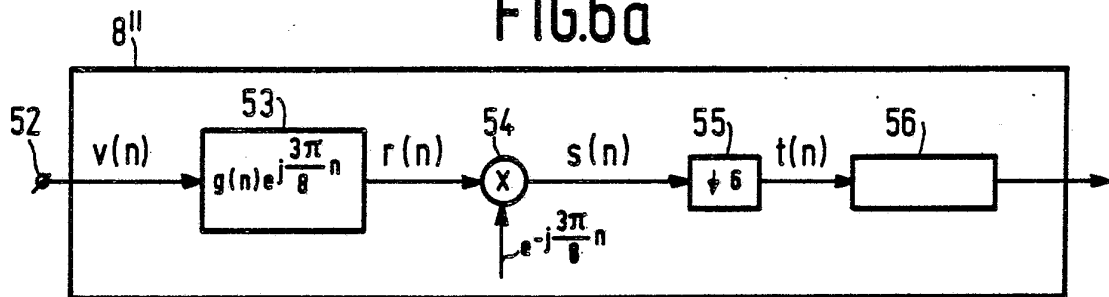


FIG.6b

8400677

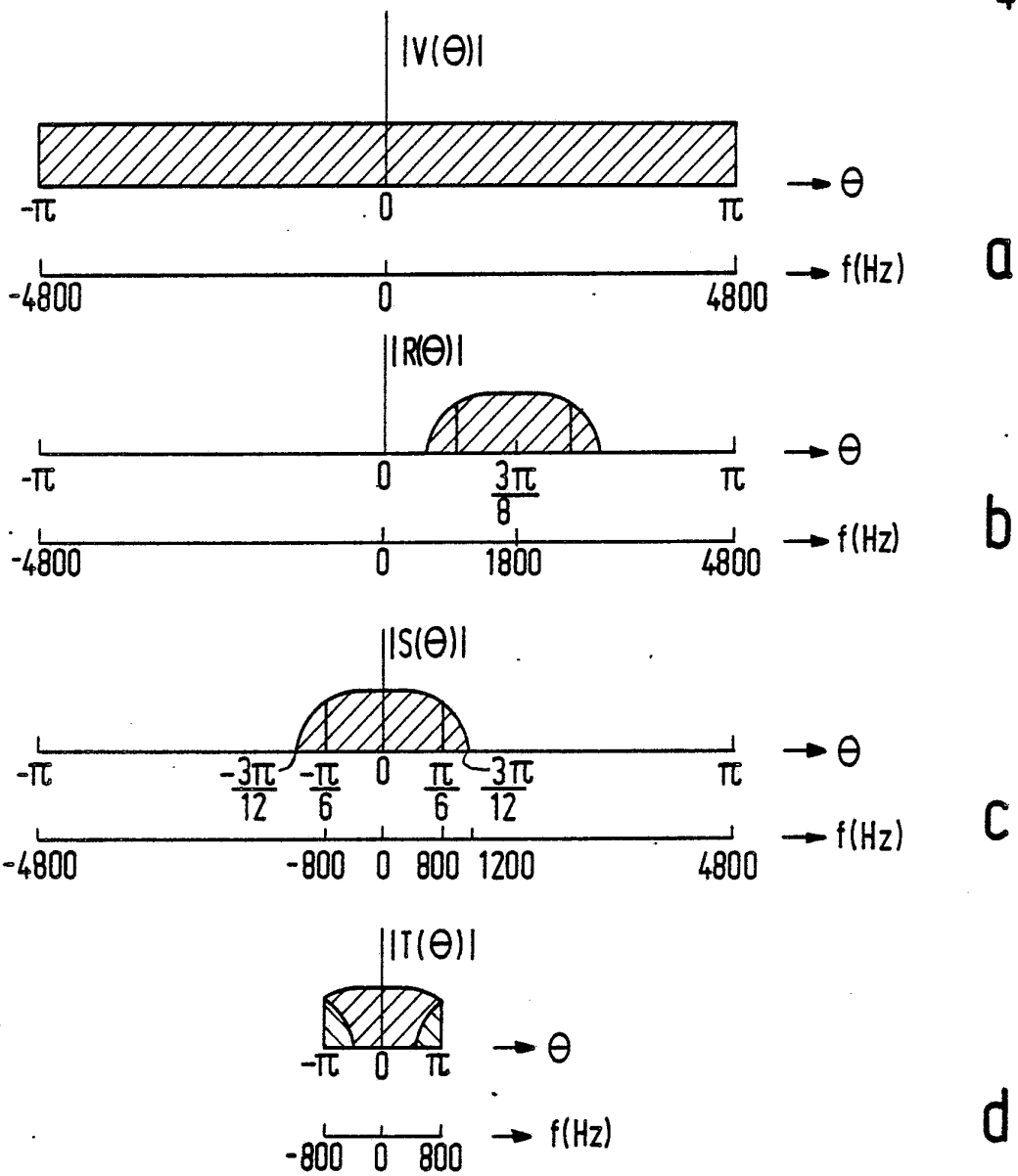


FIG. 7

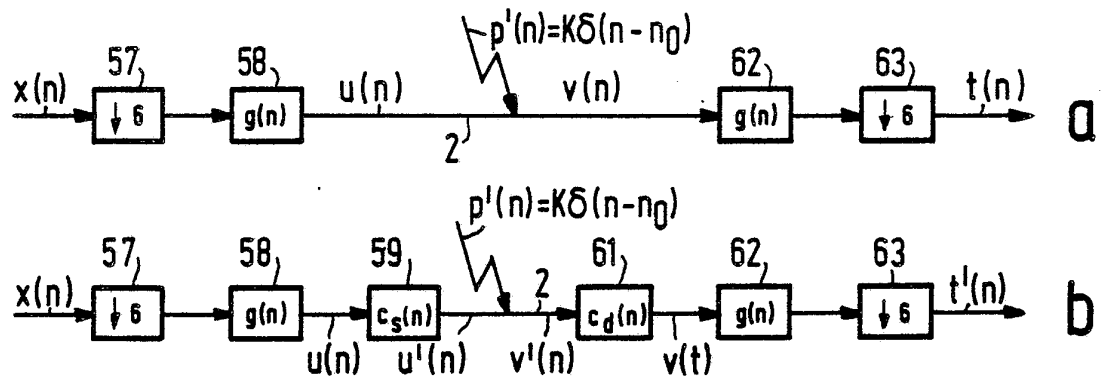


FIG. 8

8400677

5/10

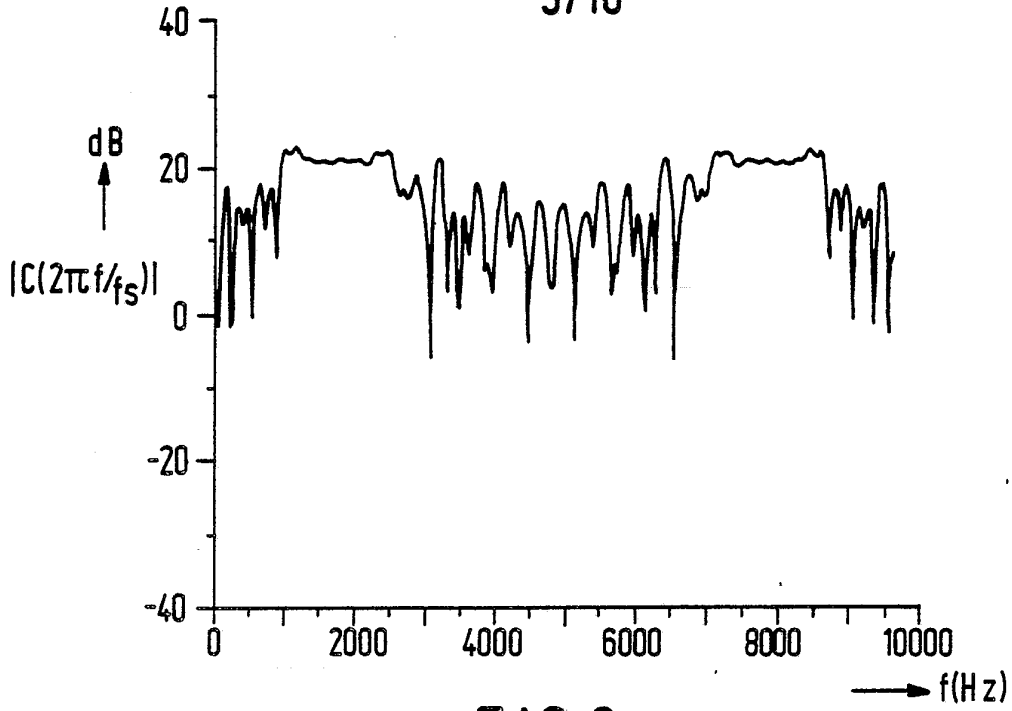


FIG.9a

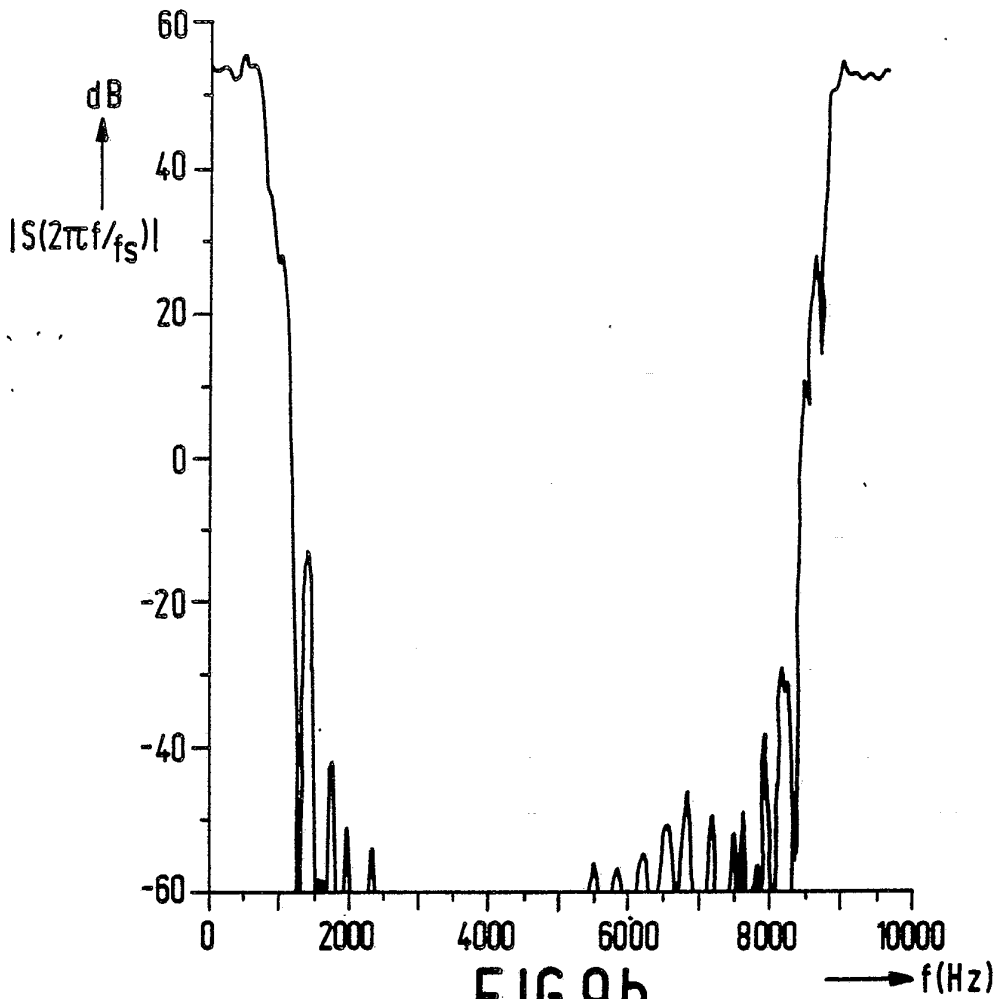


FIG.9b

8400677

6/10

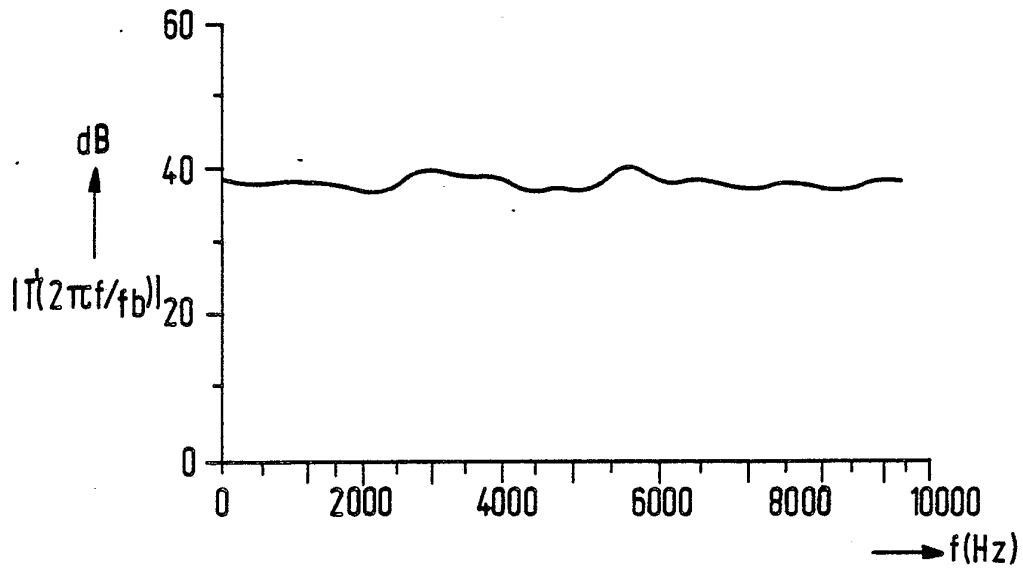


FIG.9c

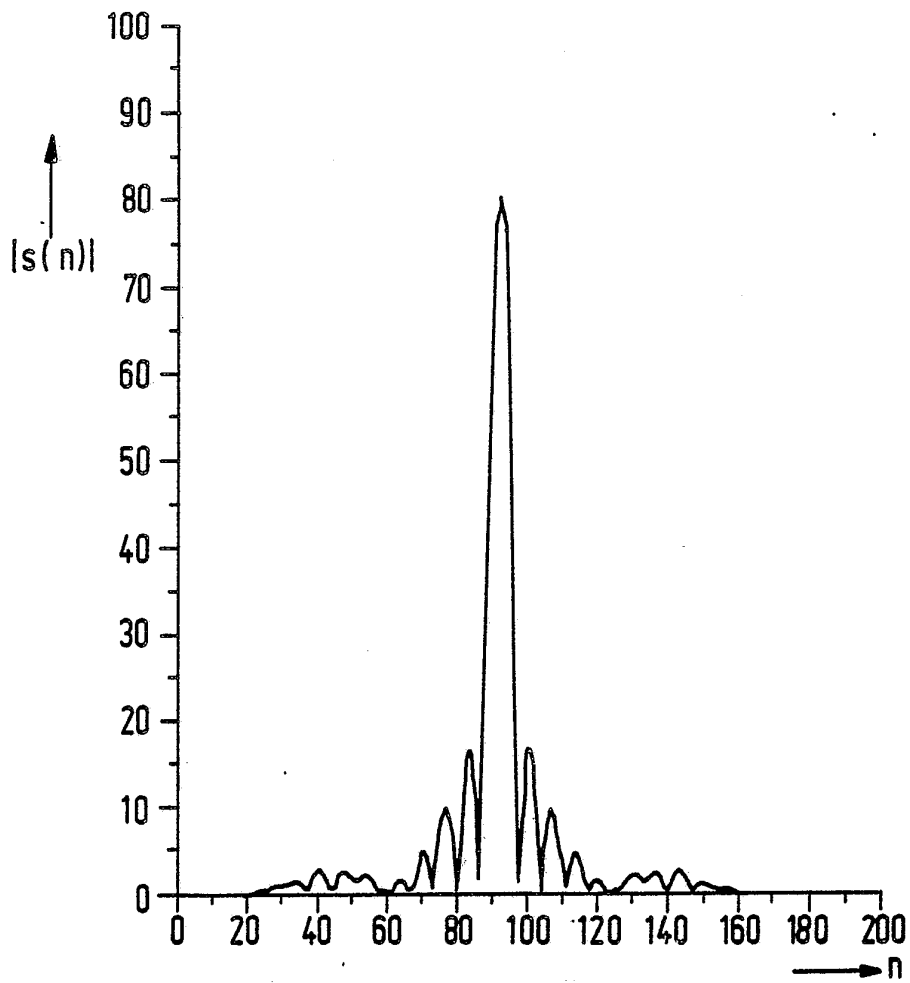


FIG.9d

8400677

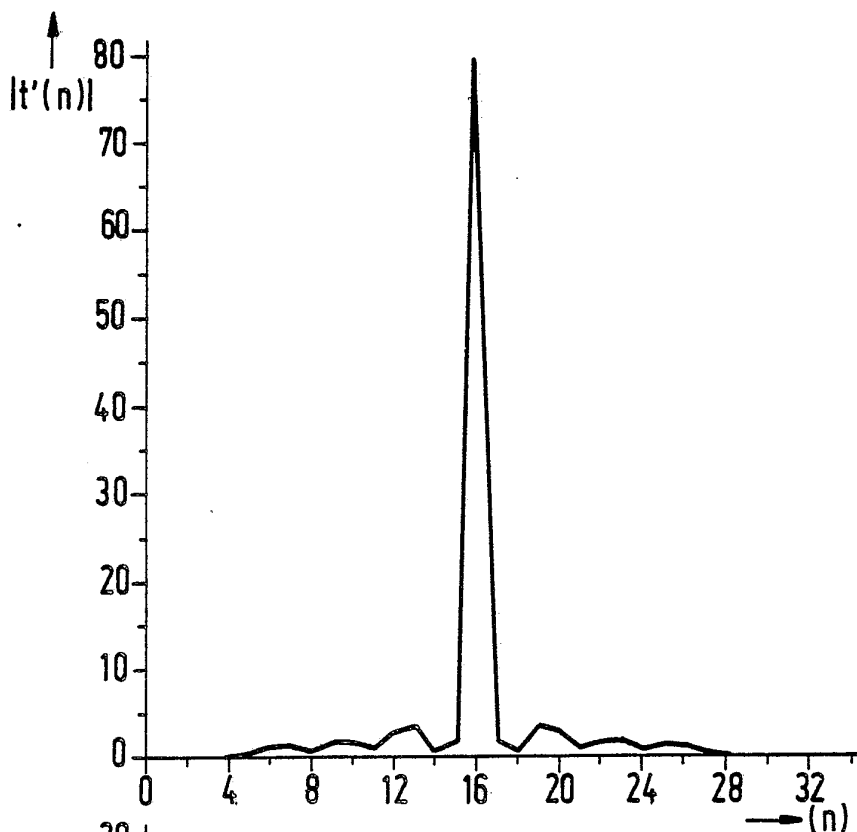


FIG.9e

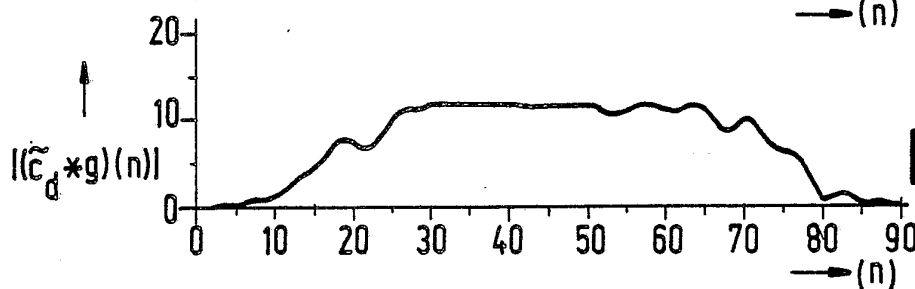


FIG.9f

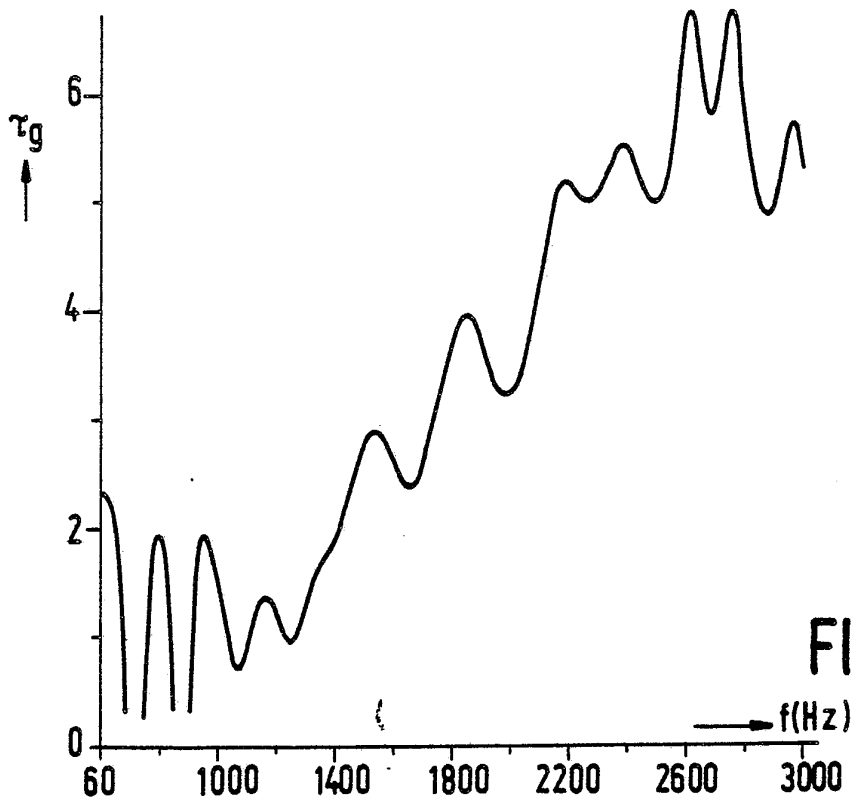


FIG.9g

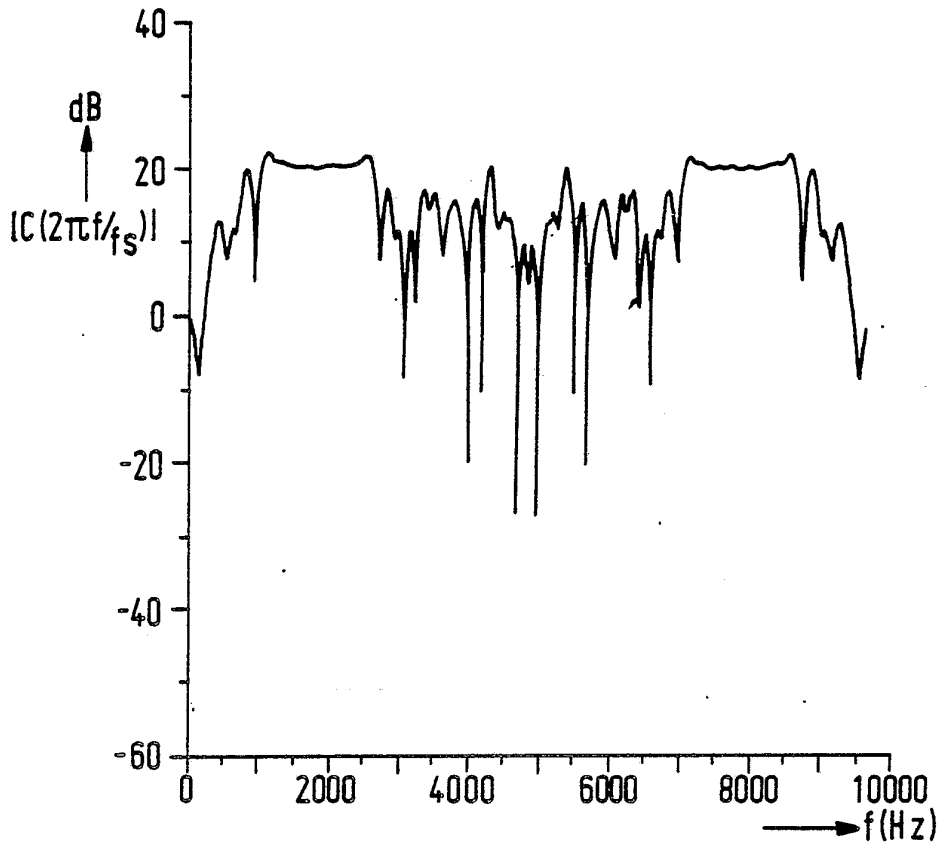


FIG.10a

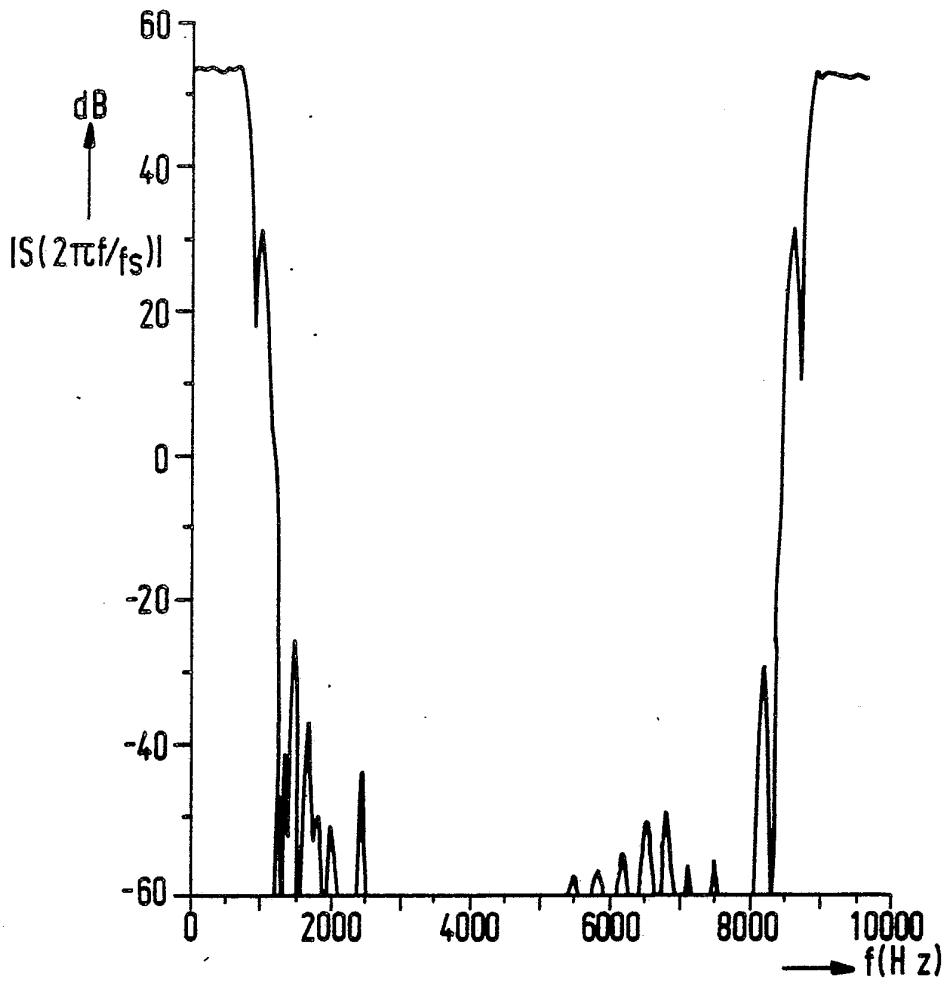


FIG.10b

8400677

9/10

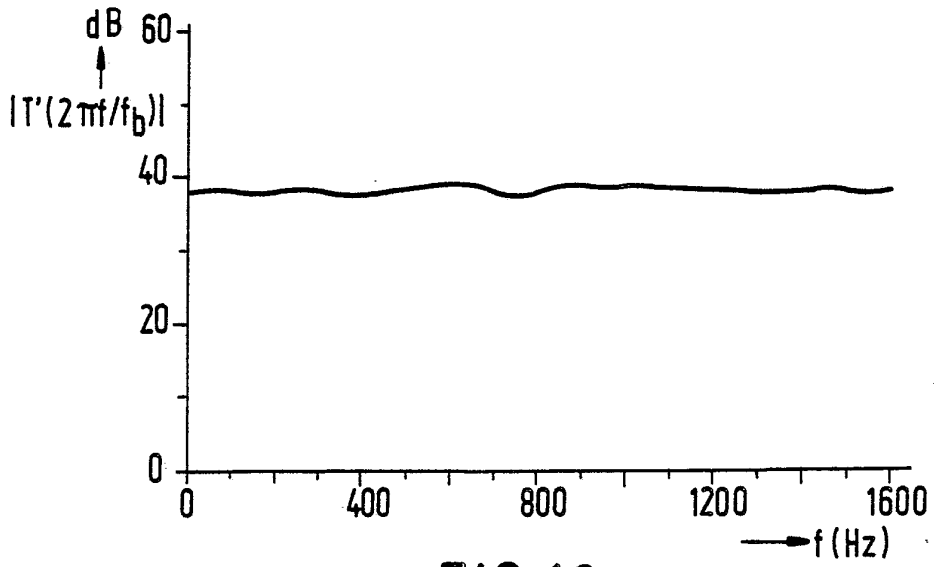


FIG.10c

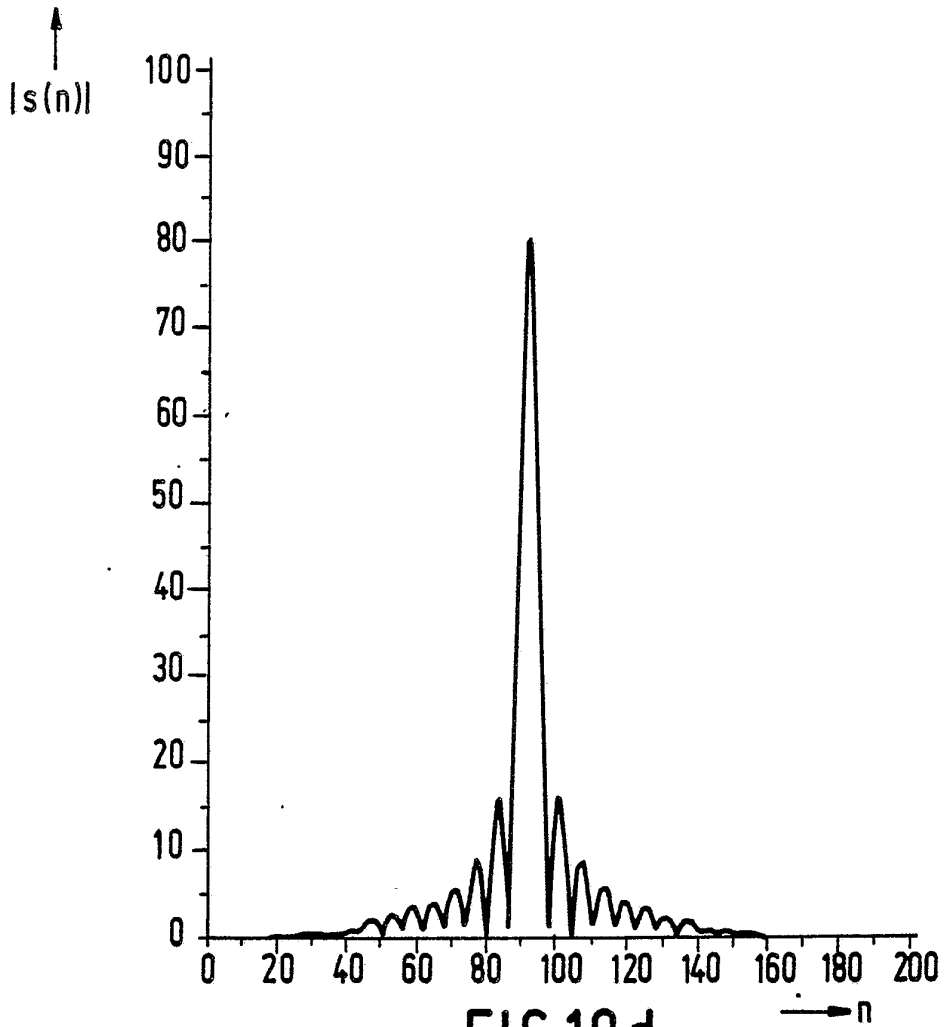
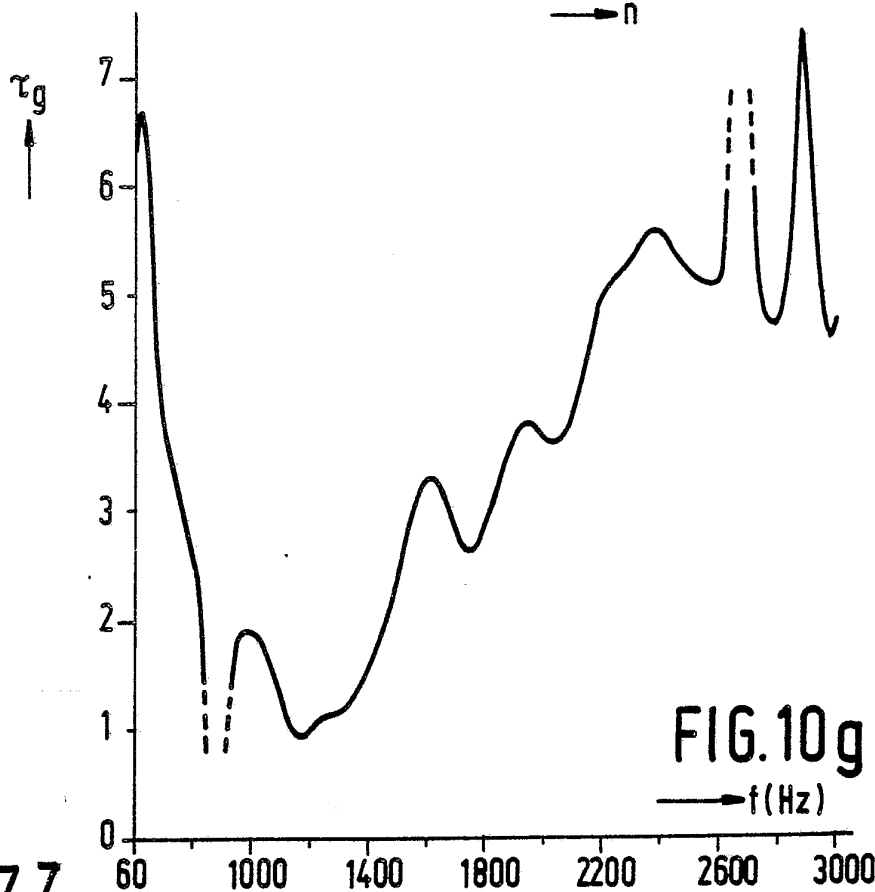
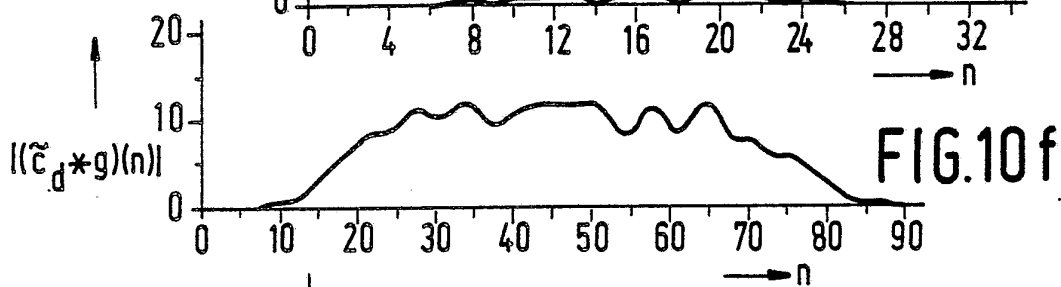
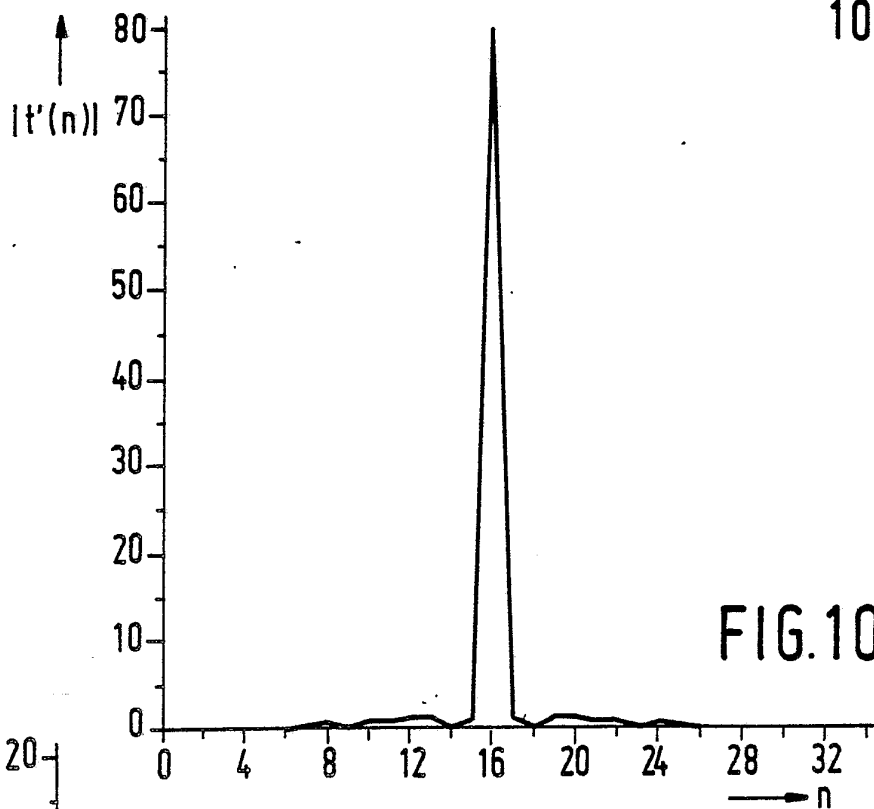


FIG.10d

8400677

9-X-PHN 10961



8400677